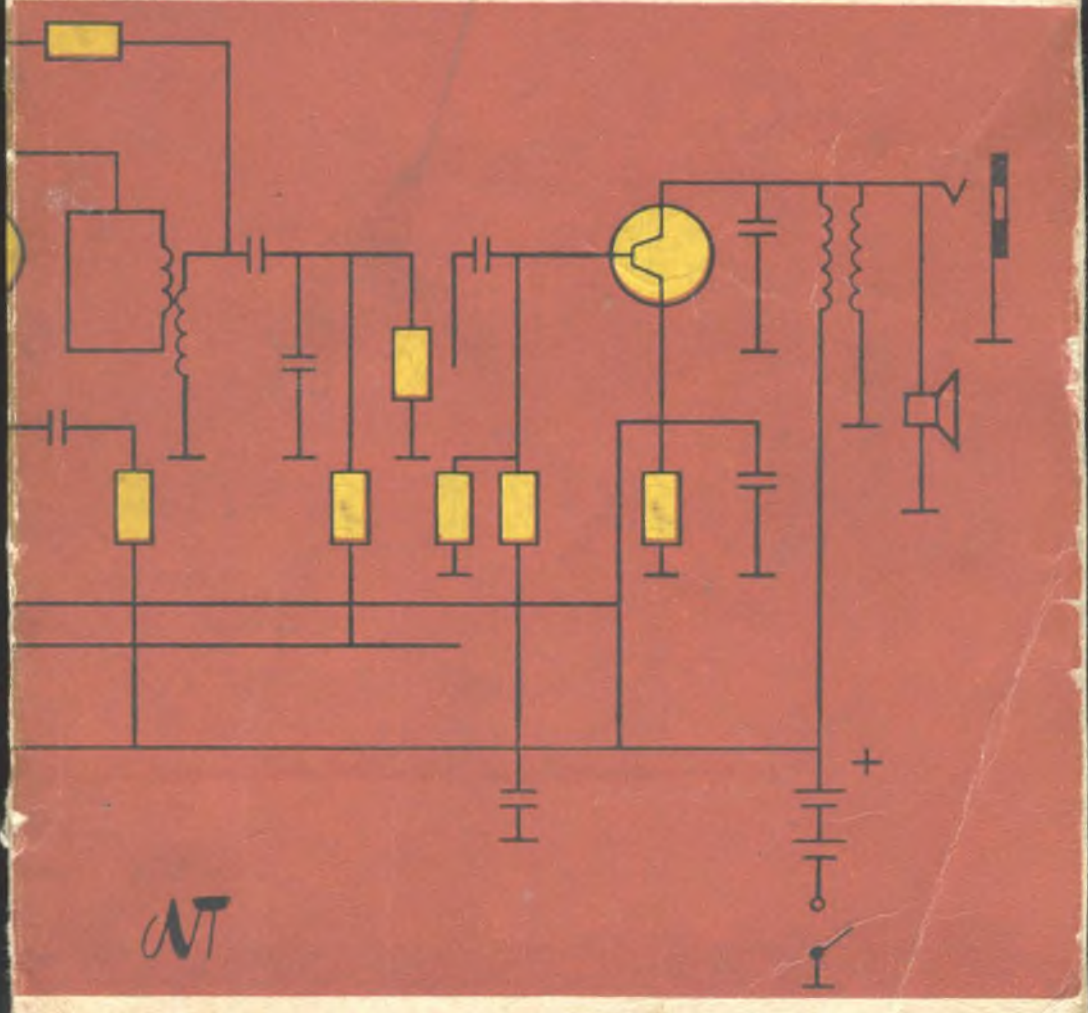
W. Kobylański S. Wolszczak

ODBIORNIKI TRANZYSTOROWE

PORADNIK KONSTRUKTORA AMATORA



WŁADYSŁAW KOBYLAŃSKI, SŁAWOMIR WOLSZCZAK

ODBIORNIKI TRANZYSTOROWE

poradnik konstruktora amatora

WYDANIE IV

WNT

Wydawnictwa Naukowo-Techniczne
Warszawa 1973

Redaktor naukowy *inż. M. Wargalla*

Redaktor WNT *Z. Dackiewicz*

621.396.62:621.382.3

W książce podano wskazówki dla konstruktorów amatorskich radioodbiorników tranzystorowych, dotyczące zarówno wyboru właściwych elementów i podzespołów jak i samego wykonywania członów oraz zestawiania z nich kompletnych układów odbiorczych. Główny akcent położono na opisie sposobów uruchamiania i zestrajania odbiorników jak również na posługiwaniu się przyrządami pomiarowymi. Poza tym podano metody wykonywania montażu mechanicznego i elektrycznego.

Książka jest przeznaczona dla radioamatorów zarówno początkujących jak i zaawansowanych. Może być przydatna dla uczniów szkół zawodowych o kierunku radiotechnicznym.

Wydanie pierwsze — 1968 r.

Wydanie drugie — 1970 r.

Wydanie trzecie — 1972 r.

WSZELKIE PRAWA ZASTRZEŻONE

Printed in Poland

WNT, Warszawa 1973. Wydanie 4. Nakład 30.000 + 100 egz. Ark. wyd. 18,4. Ark. druk. 17,0. Format A5. Papier ilustr. kl. V, 70 g. Podpisano do druku we wrześniu 1973. Druk ukończono w październiku 1973. Symbol 78932/Et. Cena zł 27.—

Wrocławska Drukarnia Dziełowa Zam. 1294/A N-3

Spis treści

Od autorów 7

1. WIADOMOŚCI WSTĘPNE

1.1. Symbole graficzne elementów i podzespołów radiowych . . 9
1.2. Podstawowe wielkości i jednostki miar stosowane w teleelektryce 9

2. ELEMENTY I PODZESPOŁY

2.1. Oporniki (rezystory) 15
2.1.1. Oporniki węglowe warstwowe 17
2.1.2. Oporniki typu OBM 19
2.1.3. Oporniki metalizowane typu OM 19
2.1.4. Dane techniczne potencjometrów miniaturowych . . . 21
2.1.5. Łączenie oporników 21
2.1.6. Pomiary i sprawdzanie 21
2.2. Kondensatory 25
2.2.1. Kondensatory papierowe 26
2.2.2. Kondensatory mikowe 26
2.2.3. Kondensatory styrofleksowe 27
2.2.4. Kondensatory ceramiczne 27
2.2.5. Kondensatory elektrolityczne 28
2.2.6. Kondensatory o zmiennej pojemności 29
2.2.7. Łączenie kondensatorów 31
2.2.8. Pomiary i sprawdzanie 33
2.3. Cewki, dławiki, transformatory 35
2.3.1. Materiały konstrukcyjne cewek 35
2.3.2. Sposoby nawijania cewek 40
2.3.3. Podstawowe parametry cewek 42
2.3.4. Ekranowanie 45
2.3.5. Obliczanie indukcyjności i liczby zwojów cewek 46
2.3.6. Niesprawności cewek indukcyjnych 56
2.3.7. Pomiary i sprawdzanie cewek oraz transformatorów . . 57
2.4. Diody półprzewodnikowe 59
2.4.1. Parametry diod półprzewodnikowych 59
2.4.2. Pomiary i sprawdzanie 63

2.5. Tranzystory 62
2.5.1. Zasady działania, podział i parametry tranzystorów . . 63
2.5.2. Wybór typu tranzystora 70
2.5.3. Pomiary i sprawdzanie tranzystorów 71
2.6. Termistory 73
2.7. Głośniki i słuchawki 75
2.7.1. Podstawowe parametry 75
2.7.2. Niesprawności głośników 77
2.7.3. Pomiary i sprawdzanie głośników 78
2.8. Źródła zasilania 78
2.8.1. Baterie i akumulatory 78
2.8.2. Zasilanie sieciowe 81
2.8.3. Niesprawności, sprawdzanie i pomiary 84

3. PRZYRZĄDY POMIAROWE

3.1. Woltomierz na prąd stały 86
3.2. Woltomierz na prąd zmienny 89
3.3. Amperomierz na prąd stały 93
3.4. Amperomierz na prąd zmienny 95
3.5. Omomierz 96
3.6. Przyrząd uniwersalny 99
3.7. Mostek do pomiaru indukcyjności 99
3.8. Mostek do pomiaru pojemności 100
3.9. Układ do pomiaru pojemności kondensatorów elektrolitycznych 101
3.10. Wskaźnik zwartych zwojów 103
3.11. Generator akustyczny 1 kHz 105
3.12. Generator akustyczny 20÷20 000 Hz 107
3.13. Miniaturowy generator sygnałowy 110
3.14. Generator sygnałowy 70÷100 MHz 112
3.15. Serwisowy szukacz sygnału 114

4. UKŁADY PODSTAWOWYCH CZŁONÓW ODBIORNIKA, ICH URUCHAMIANIE I REGULOWANIE

4.1. Wstęp 116
4.2. Wzmacniacze małej częstotliwości 120
4.2.1. Wzmacniacze m.cz. klasy A z niestabilizowanym stopniem końcowym 120
4.2.2. Wzmacniacze m.cz. klasy A ze stabilizowanym stopniem końcowym 128
4.2.3. Praktyczne przykłady prostych i rozbudowanych wzmacniaczy m.cz. klasy A 131
4.2.4. Wzmacniacze m.cz. w układzie przeciwsobnym klasy B . 135
4.2.5. Uruchamianie i regulowanie wzmacniacza m.cz. klasy B w układzie przeciwsobnym 137
4.2.6. Praktyczne przykłady wzmacniaczy wstępnych m.cz. klasy B w układzie przeciwsobnym 142
4.3. Detektory 146
4.3.1. Detektory diodowe 146
4.3.2. Detektory tranzystorowe 149
4.4. Wzmacniacze wielkiej częstotliwości 152
4.4.1. Wzmacniacze w.cz. oporowo-pojemnościowe 152
4.4.2. Regulowanie wzmacniaczy w.cz. oporowo-pojemnościowych 154

4.4.3. Wzmacniacze w.cz. z obciążeniem indukcyjnym 156
4.4.4. Regulowanie wzmacniacza w.cz. z obciążeniem indukcyjnym 157
4.4.5. Praktyczne przykłady rozwiązań układowych wzmacniaczy w.cz. 159
4.5. Wzmacniacze pośredniej częstotliwości 165
4.5.1. Wzmacniacze pośr.cz. z pojedynczymi obwodami strojonymi 166
4.5.2. Regulowanie wzmacniaczy pośr.cz. z pojedynczymi obwodami strojonymi 167
4.5.3. Praktyczne przykłady konstrukcji wzmacniaczy pośr.cz. . 169
4.6. Układy przemiany częstotliwości 172
4.6.1. Praktyczne przykłady układów przemiany częstotliwości . 174
4.6.2. Regulowanie układu przemiany częstotliwości 177
4.7. Automatyczna regulacja wzmocnienia — dobieranie warunków pracy 182

5. RODZAJE ODBIORNIKÓW TRANZYSTOROWYCH

5.1. Odbiorniki o bezpośrednim wzmocnieniu 183
5.1.1. Odbiornik z dwustopniowym wzmacniaczem w.cz. . . 184
5.1.2. Odbiornik przystosowany do odbioru stacji lokalnej . . 186
5.1.3. Odbiornik reakcyjny w układzie refleksowym 187
5.1.4. Odbiornik z elektronowym strojeniem 187
5.2. Odbiorniki superheterodynowe 189
5.2.1. Odbiornik *Almaz* 191
5.2.2. Odbiornik z zakresem fal krótkich 194
5.2.3. Odbiornik z zakresem fal ultrakrótkich 197
5.3. Naprawa odbiorników 200
5.3.1. Zakłócenia odbioru audycji 200
5.3.2. Przykłady uszkodzeń w różnych typach odbiorników . . 201
5.3.3. Wykrywanie i usuwanie typowych uszkodzeń odbiornika tranzystorowego 203

6. STROJENIE I POMIARY ODBIORNIKÓW TRANZYSTOROWYCH

6.1. Strojenie odbiorników o bezpośrednim wzmocnieniu 211
6.2. Strojenie odbiorników superheterodynowych 213
6.3. Pasmo przenoszenia 217
6.4. Strojenie filtru antenowego (dyskryminatora pośr.cz.) 219
6.5. Podstawowe pomiary odbiorników 220
6.5.1. Pomiar mocy wyjściowej 222
6.5.2. Pomiar czułości 222
6.5.3. Pomiar selektywności 223

7. MONTAŻ MECHANICZNY I ELEKTRYCZNY

7.1. Miejsce pracy 226
7.1.1. Taca 227
7.1.2. Szafka narzędziowa 227
7.1.3. Narzędzia 228
7.1.4. Oświetlenie miejsca pracy 232
7.2. Zasady rozmieszczania elementów i podzespołów radiowych na płytce montażowej 232
7.2.1. Sprzężenia pasożytnicze w odbiornikach o bezpośrednim wzmocnieniu i superheterodynowych 232

7.2.2. Planowanie rozmieszczenia części radiowych na płytce montażowej 238
7.2.3. Metody opracowania planu rozmieszczenia elementów . 241
7.2.4. Schematy montażowe 244
7.3. Prace mechaniczne 246
7.3.1. Pokrycia antykorozyjne i dekoracyjne 246
7.3.2. Obróbka materiałów 251
7.3.3. Wykonanie obwodu drukowanego 254
7.3.4. Montaż mechaniczny części radiowych 256
7.4. Montaż elektryczny 257
7.4.1. Prace przygotowawcze 257
7.4.2. Lutowanie 259
7.5. Różne wskazówki praktyczne 261
7.6. Bezpieczeństwo pracy 265
Literatura 269

Od autorów

Wynaleziony przed kilkunastu laty półprzewodnik zwany tranzystorem — dzięki swym zaletom — skutecznie konkuruje z lampą elektronową, wypierając ją z wielu urządzeń radiotechnicznych. Stałe doskonalenie tranzystorów rozszerza zakres ich praktycznego stosowania w różnych dziedzinach życia i interesuje coraz liczniejsze kręgi ludzi techniki.

Możliwość nabycia na naszym rynku wielu typów tranzystorów i diod oraz elementów i podzespołów miniaturowych sprzyja konstruowaniu we własnym zakresie zwłaszcza odbiorników tranzystorowych. Cieszą się one dużą popularnością ze względu na ich małe rozmiary i stosunkowo niskie koszty eksploatacji. Konstruowaniem odbiorników tranzystorowych zajmują się radioamatorzy w różnym wieku oraz o różnym poziomie przygotowania teoretycznego i praktycznego. Radioamatorstwo stało się dla tysięcy ludzi pasjonującym zajęciem dostarczającym wiele emocji i zadowolenia. Jest ono dobrą szkołą opanowywania wiadomości z dziedziny radiotechniki oraz zdobywania niezbędnych umiejętności praktycznych.

Konstruktywne prace radioamatorów i doświadczenie nabywane w czasie samodzielnego konstruowania urządzeń elektronicznych niejednokrotnie przyczyniają się do postępu i nowych osiągnięć w tej gałęzi techniki. Doświadczenie to zdobywa się oczywiście stopniowo. Zwiększa się ono w miarę uprawiania zajęć praktycznych opartych na znajomości teorii i na poznawczej dociekliwości. Przed praktykującym radioamatorem staje jakże często wiele małych i dużych zagadnień. Wiele z nich zostało już dawno rozwiązanych przez innych radioamatorów. Odkrywać wszystko od nowa — to chyba zbędna strata czasu. Dlatego dużym powodzeniem cieszą się informacje publikowane

w czasopismach fachowych w działach: „Wymiana doświadczeń", „Praktyczne porady", „Pytania i odpowiedzi" itp. Niestety pożyteczne te wiadomości nie zawsze są dostępne radioamatorowi. Przeczytana wskazówka po pewnym czasie zostaje zapomniana i znów w krótkiej notatce „na nowo" odkryta, aby ponownie pójść w niepamięć.

Dotychczas nie wydano u nas książki, która stanowiłaby podsumowanie licznych doświadczeń radioamatorów. Potrzeba opracowania takiej książki jest oczywista. Dlatego autorzy podjęli próbę napisania takiego poradnika. Z dużej ilości materiału rozproszonego w literaturze krajowej i zagranicznej starali się wybrać to, co się im wydawało najbardziej przydatne dla Czytelników o zróżnicowanym przygotowaniu radioamatorskim.

Ograniczone ramy objętościowe książki zmusiły autorów do wnikliwej selekcji materiału, a więc i do koniecznością dyktowanego zrezygnowania z przyczynków publikowanych w literaturze krajowej, a to ze względu na większą łatwość trafienia do niej. Obfitym źródłem informacji była dla autorów fachowa literatura radziecka. Pod jej też wpływem, a zwłaszcza książki M. M. Rumiancewa pt.: Praktika nałażiwanija lubitielskich karmannych prijomnikow", zasadniczy akcent w niniejszej pracy położono na uruchamianie, regulowanie i zestrajanie odbiorników. Wykorzystano również literaturę angielską i niemiecką.

Początkowe rozdziały poświęcono elementom i podzespołom radiowym oraz najbardziej elementarnym wiadomościom teoretycznym. Brano bowiem pod uwagę, że kilka wydanych już opracowań autorskich (na przykład: J. Justat — „Projektowanie i konstruowanie odbiorników tranzystorowych", S. Wolszczak — „Amatorskie odbiorniki tranzystorowe" itp.) umożliwia przyswojenie sobie niezbędnych wiadomości teoretycznych.

W części końcowej podano zwięźle ujęte wskazówki praktyczne, pomocne w pracach montażowych.

Opisane w książce układy zostały praktycznie wypróbowane przez autorów. Tam gdzie było to możliwe, zastosowano krajowe przyrządy półprzewodnikowe, zmieniając odpowiednio wartości współpracujących elementów. Część tych układów stanowi własny dorobek autorów, a niektóre wskazówki są wynikiem wymiany poglądów, rozmów i korespondencji z innymi radioamatorami.

Przy okazji autorzy składają podziękowanie wszystkim osobom współpracującym przy wydaniu tej książki. Zwracają się też z prośbą do Czytelników o nadsyłanie uwag dotyczących treści książki, kierując je pod adresem: Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, Redakcja Elektroniki, Warszawa, ul. Mazowiecka 2/4.

1. Wiadomości wstępne

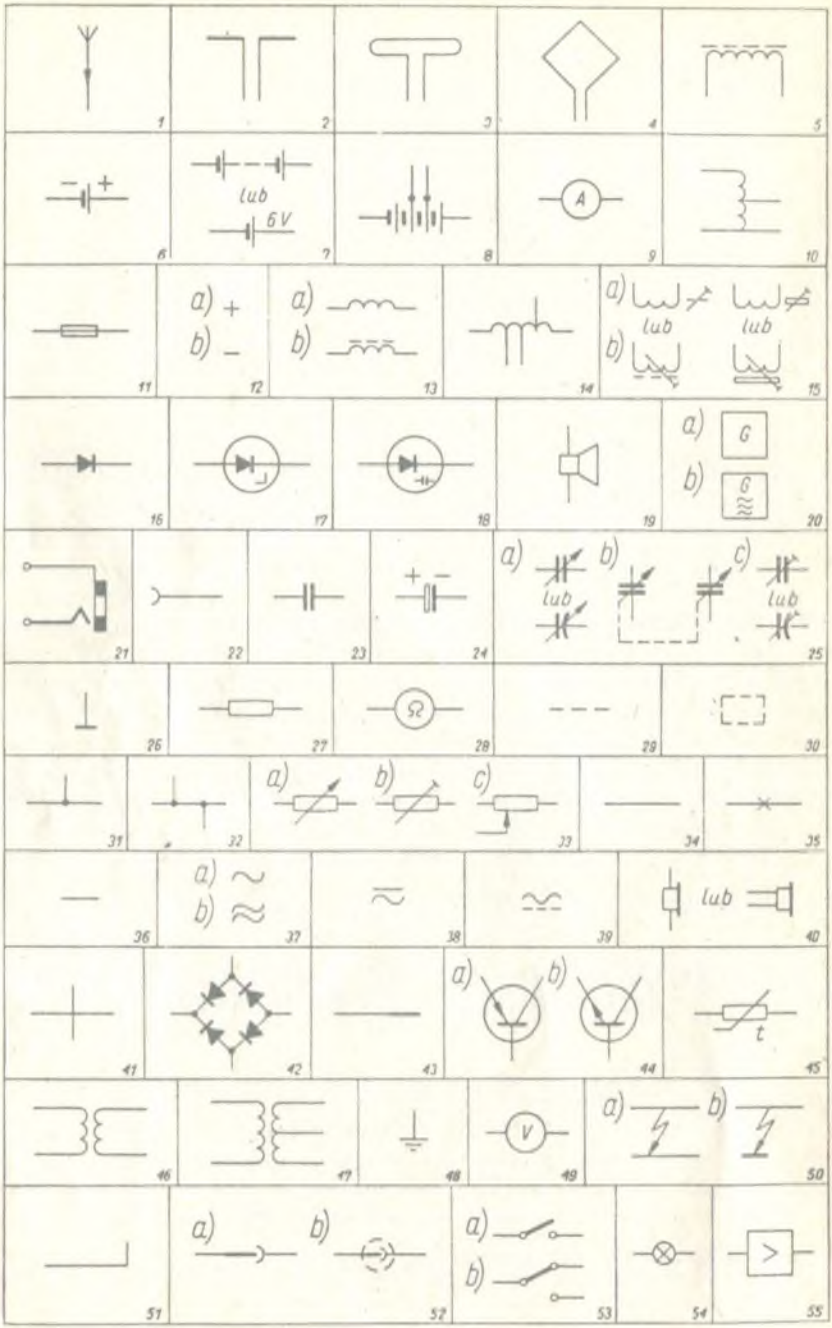
1.1. SYMBOLE GRAFICZNE ELEMENTÓW I PODZESPOŁÓW RADIOWYCH

Elementy i podzespoły radiowe są przedstawiane za pomocą umownych symboli graficznych, które umożliwiają rysowanie schematów ideowych różnych układów elektrycznych. Znajomość podstaw radiotechniki i stosowanych w niej symboli graficznych umożliwia odczytanie nie tylko rodzaju i liczby elementów, lecz także zasad działania i przeznaczenie danego układu. Symbole graficzne elementów i podzespołów radiowych nie są jeszcze całkowicie znormalizowane w skali międzynarodowej i dlatego w literaturze zagranicznej można się spotkać z nieco różnym oznaczaniem tych samych elementów. Na rysunku 1 przedstawiono powszechnie u nas stosowane symbole graficzne dla oznaczania elementów radiowych na schematach ideowych.

1.2. PODSTAWOWE WIELKOŚCI I JEDNOSTKI MIAR STOSOWANE W TELEELEKTRYCE

Ładunek elektryczny — pewna ilość elektryczności. Elementarny ładunek ujemny ma elektron, a dodatni — proton. Ładunki jednoimienne odpychają się, różnoimienne zaś przyciągają się wzajemnie. Ładunek oznacza się literą Q, a jego jednostką podstawową jest k u l o m b [C]. Niekiedy są również używane jednostki: amperosekunda równa kulombowi, amperogodzina i franklin.

Pole elektryczne — przestrzeń, w której występuje działanie sił elektrycznych.


1
2
3
4
5
6
lub
6 V
7
8
A
9
10
11
a) +
b) –
12
a)
b)
13
14
a)
lub
b)
15
16
17
18
19
a)
G
b)
G
20
21
22
23
24
a)
lub
b)
c)
lub
25
26
27
Ω
28
29
30
31
32
a)
b)
c)
33
34
35
36
a)
b)
37
38
39
lub
40
41
42
43
a)
b)
44
t
45
46
47
48
V
49
a)
b)
50
51
a)
b)
52
a)
b)
53
54
55

Prąd elektryczny (natężenie prądu) — uporządkowany ruch ładunków elektrycznych pod wpływem różnicy potencjałów. W przewodnikach metalicznych i próżni obrazuje on strumień elektronów, a w cieczach — strumień jonów. Prąd wytwarza wokół siebie pole magnetyczne. W opornikach prąd wydziela ciepło. Natężenie prądu określa się ilością ładunku przepływającego przez poprzeczny przekrój przewodnika w jednostce czasu. Prąd oznacza się literą *I*, a jego jednostką podstawową jest amper [A]. Inną, niekiedy używaną jednostką jest biot równy 10 A.

Pole magnetyczne — przestrzeń, w której występuje działanie sił magnetycznych.

Siła elektromotoryczna — w skrócie SEM (napięcie źródłowe) — przyczyna wywołująca i podtrzymująca prąd w obwodzie. SEM występuje na końcówkach źródła przy odłączonym obciążeniu. Siłę tę oznacza się literą *E*, a jej jednostką podstawową jest wolt [V].

Napięcie — różnica potencjałów między dwoma punktami. Napięcie oznacza się literą *U*, a jego jednostką podstawową jest wolt [V].

Rys. 1. Symbole graficzne elementów radiowych
1 — antena odbiorcza; *2* — dipol; *3* — dipol pętlicowy; *4* — antena ramowa; *5* — antena ferrytowa; *6* — ogniwo galwaniczne lub akumulatorowe; *7* — bateria ogniw; *8* — bateria z odczepami; *9* — amperomierz; *10* — autotransformator; *11* — bezpiecznik prądowy; *12* — biegunowość: a) biegun dodatni, b) biegun ujemny; *13* — cewka indukcyjna: a) symbol ogólny, b) cewka indukcyjna o magnetowodzie ferrytowym; *14* — cewka indukcyjna z odczepami; *15* — cewka dostrajana rdzeniem: a) ferrytowym, b) niemagnetycznym; *16* — dioda półprzewodnikowa, prostownik; *17* — dioda ograniczająca napięcie, dioda Zenera; *18* — dioda pojemnościowa; *19* — głośnik; *20* — generator; *21* — gniazdo dwubiegunowe; *22* — gniazdo stałe; *23* — kondensator, symbol ogólny; *24* — kondensator elektrolityczny; *25* — kondensator nastawny: a) symbol ogólny, łukiem można oznaczać elektrodę ruchomą, np. rotor, b) dwusekcyjny nastawny, c) dostrojczy, trymer; *26* — masa, korpus, płyta montażowa; *27* — opór elektryczny, symbol ogólny; *28* — omomierz; *29* — osłona, ekran, symbol ogólny; *30* — osłona zamknięta; *31* — odgałęzienie przewodu; *32* — podwójne odgałęzienie przewodu; *33* — opornik nastawny: a) symbol ogólny, b) opornik dostrojczy, c) potencjometr; *34* — przewód; *35* — przerwa przewodu; *36* — prąd stały; *37* — prąd zmienny: a) mała częstotliwość, b) wielka częstotliwość; *38* — prąd stały lub zmienny; *39* — prąd tętniący; *40* — słuchawka; *41* — skrzyżowanie przewodów, symbol ogólny; *42* — stos prostowniczy czterowarstwowy mostkowy; *43* — styk stały, złącze; *44* — tranzystor: a) *p-n-p*, b) *n-p-n*; *45* — termistor; *46* — transformator, symbol ogólny; *47* — transformator z odczepem w jednej zwojnicy; *48* — uziemienie, symbol ogólny; *49* — woltomierz; *50* — zwarcie: a) dwóch przewodów, b) przewodu z obudową; *51* — zagięcie przewodu; *52* — złącze: a) jednobiegunowe, b) ekranowane; *53* — zestyki łączników: a) zestyk zwierny, b) zestyk przełączny; *54* — lampa sygnalizacyjna; *55* — wzmacniacz

Opór czynny (dla prądu stałego) [1] — własność przewodnika polegająca na przeciwstawianiu się przepływającemu przez niego prądowi. Wartość tego oporu zależy od rodzaju materiału przewodnika, powierzchni przekroju, długości i temperatury. Opór ten oznacza się literą *R*, a jego jednostką podstawową jest om [Ω].

Pojemność — własność kondensatora polegająca na zdolności gromadzenia ładunków elektrycznych. Wartość pojemności zależy od powierzchni okładzin, odległości między nimi i rodzaju dielektryka. Pojemność oznacza się literą *C*, a jej jednostką podstawową jest farad [F].

Indukcyjność własna — własność obwodu polegająca na wytwarzaniu strumienia magnetycznego. Wartość indukcyjności zależy od rozmiarów i kształtu obwodu. Największą indukcyjność wytwarzają przewodniki zwinięte w cewkę (zwojnice). Indukcyjność własną oznacza się literą *L*, a jej jednostką podstawową jest henr [H]. Inną, również używaną, jednostką jest omosekunda równa henrowi.

Opór właściwy [2] — charakterystyczna cecha materiału przewodnika. Oznacza się go literą ϱ, a jego jednostką podstawową jest omometr [Ωm] (opór elektryczny przewodnika o długości 1 m). Inną, niekiedy używaną jednostką podstawową jest om razy milimetr kwadratowy na metr (opór elektryczny przewodnika o długości 1 m i o przekroju 1 mm^2).

Przewodność czynna (konduktancja) — odwrotność oporu czynnego (rezystancji). Wielkość tę oznacza się literą *G*, a jej jednostką podstawową jest simens [S].

Prąd zmienny [3] — prąd elektryczny okresowo zmieniający swą wartość i kierunek. Wartość chwilową prądu zmiennego oznacza się literą *i*, a jego jednostką podstawową jest amper [A].

Amplituda prądu (napięcia) zmiennego — największa wartość prądu (napięcia). Wielkość tę oznacza się literą I_m (U_m).

Wartość skuteczna prądu zmiennego — wartość prądu stałego, który płynąc przez ten sam opornik (rezystor) wydziela w nim tę samą ilość mocy (ciepła). Wartość skuteczna, którą oznacza się literą *I*, wynosi 0,707 wartości maksymalnej.

Wartość średnia prądu zmiennego — wartość prądu stałego, który działając w tym samym czasie powoduje przepływ tego samego ładunku. Wartość tę oznacza się literą $I_{śr}$.

---

[1] Najnowsza nazwa tej wielkości: rezystancja.
[2] Najnowsza nazwa tej wielkości: rezystywność.
[3] Najnowszy zalecany termin: prąd przemienny.

Moc prądu elektrycznego — praca wykonana przez prąd w jednostce czasu. Moc oznacza się literą P, a jej jednostką podstawową jest w a t [W].

Okres — najmniejszy odcinek czasu, po upływie którego przebieg prądu powtarza się ponownie. Okres oznacza się literą T, a jego podstawową jednostką jest s e k u n d a [s].

Częstotliwość — liczba okresów w jednostce czasu. Wielkość tę oznacza się literą f, a jej jednostką podstawową jest h e r c [Hz].

Przenikalność elektryczna — charakterystyczna cecha materiału, która wskazuje, ile razy siły oddziaływania ładunków elektrycznych w danym materiale są słabsze niż w próżni. Dla próżni i powietrza przenikalność elektryczna jest równa jeden. Rozróżnia się przenikalność elektryczną bezwzględną ε oraz

Tablica 1

PRZEDROSTKI WIELOKROTNE I PODWIELOKROTNE WG PN-64/E-01100

Nazwa	Oznaczenie	Wartość	Nazwa	Oznaczenie	Wartość
tera	T	10^{12}	decy	d	10^{-1}
giga	G	10^{9}	centy	c	10^{-2}
mega	M	10^{6}	mili	m	10^{-3}
kilo	k	10^{3}	mikro	μ	10^{-6}
hekto	h	10^{2}	nano	n	10^{-9}
deka	da	10	femto	f	10^{-15}
			atto	a	10^{-18}

względną ε_r, której wartości są podawane w tablicach materiałowych. Przenikalność ε_r jest wielkością bezwymiarową. Jednostką podstawową przenikalności jest f a r a d n a m e t r [F/m].

Przenikalność magnetyczna — charakterystyczna cecha materiału, która wskazuje, ile razy natężenie pola magnetycznego w danym materiale jest większe niż w próżni. Rozróżnia się przenikalność magnetyczną bezwzględną μ, której jednostką podstawową jest h e n r n a m e t r [H/m], oraz względną μ_r, która jest jednostką bezwymiarową.

Strumień magnetyczny — liczba linii sił pola magnetycznego przenikających przez powierzchnię prostopadłą do kierunku tych

linii. Strumień magnetyczny oznacza się literą Φ, a jego jednostką podstawową jest weber [Wb]. Inną, również używaną jednostką jest woltosekunda i makswel.

Indukcja magnetyczna — wielkość pola magnetycznego wewnątrz materiału. Wielkość tę oznacza się literą B, a jej jednostką podstawową jest tesla [T]. Innymi używanymi także jednostkami są weber na metr kwadratowy [Wb/m^2] i gaus [Gs].

Przed literą oznaczającą jednostkę podstawową są umieszczone przedrostki wielokrotne lub podwielokrotne, których nazwę, oznaczenie i wartość podano w tablicy 1.

2. Elementy i podzespoły

2.1. OPORNIKI (REZYSTORY)

W odbiornikach tranzystorowych oporniki stanowią ponad 30% liczby elementów i podzespołów radiowych. Rozróżniamy trzy zasadnicze grupy oporników: objętościowe, warstwowe i drutowe. *Oporniki objętościowe* są wykonane z materiału oporowego, uformowanego w postaci walca o określonej wartości oporu elektrycznego. Odznaczają się one dużymi szumami własnymi i małą stabilnością oporu przy zmianach temperatury otoczenia. *Oporniki warstwowe* mają warstwę oporową naniesioną na cylindryczny korpus ceramiczny. Cechują je duża stałość oporu i możliwość pracy przy wielkiej częstotliwości. Oporniki warstwowe są powszechnie stosowane w urządzeniach elektronicznych. Na rynku są dostępne oporniki warstwowe: węglowe stałe typu OWS, borowęglowe miniaturowe typu OBM oraz metalizowane miniaturowe typu OM. *Oporniki drutowe* są wykonane w ten sposób, że na rurce lub wałku porcelanowym jest nawinięty drut oporowy: Kanthal D o oporze właściwym 1,35 $\Omega mm^2/m$ lub konstantan twardy o oporze właściwym 0,49 $\Omega mm^2/m$. Oporniki te odznaczają się dużą obciążalnością, dużą stabilnością i niezawodnością.

Opornik określa się podając jego typ, moc znamionową, opór i tolerancję oporu. Dodatkowo podaje się rodzaj wyprowadzeń: osiowe lub promieniowe oraz klasę I, II lub III w przypadku oporników typu OWS. Wartość oporu jest wyrażona w omach lub jednostkach pochodnych. Na schematach jednostka ta jest podawana przy cyfrach określających wartość oporu. Na schematach w literaturze radzieckiej, w celu zwiększenia ich przejrzystości, wartość oporu wyraża się samą tylko liczbą całkowitą

wówczas, gdy zawiera się on w granicach od 0 do 999 Ω oraz liczbami z przecinkiem, gdy wynosi więcej niż 1 MΩ. Oporniki o wartości od 1 000 do 999 000 Ω oznacza się odpowiednią liczbą określającą wartość oporu z dodatkiem litery k (kilo). Np. liczba 500 przy symbolu opornika oznacza wartość oporu 500 Ω, liczba 10 k — wartość oporu 10 000 Ω lub 10 kΩ, liczba 2,2 — wartość 2,2 MΩ.

Tolerancja jest to wielkość wyrażona w procentach ze znakiem ±, która wskazuje, w jakich granicach może się wahać opór nowego opornika. Oporniki o tolerancji od ±5 do ±20% są stosowane w urządzeniach radiotechnicznych, natomiast o tolerancji od ±0,5 do ±2% są przeznaczone do przyrządów pomiarowych i urządzeń specjalnych.

Opornik stały z ruchomym ślizgaczem nazywamy potencjometrem[1]. Może on mieć zestyk zwierny uruchamiany osią potencjometru. W ten sposób jedną gałką odbiornika można włączać

Rys. 2. Charakterystyki regulacji potencjometrów
1 — logarytmiczna; *2* — liniowa; *3* — wykładnicza

i wyłączać źródło zasilania oraz regulować siłę dźwięku. W zależności od kąta obrotu ślizgacza (rys. 2) przebieg zmian oporu potencjometru może być różny i stąd właśnie nazwy potencjometrów: liniowe, logarytmiczne, wykładnicze. Potencjometry służą do regulacji napięcia prądu stałego lub zmiennego w aparaturze radiotechnicznej i pomiarowej. Do regulacji barwy tonu i zerowania skal przyrządów pomiarowych stosuje się potencjometry liniowe, do regulacji zaś siły dźwięku — wykładnicze. Potrzeba ta wynika ze specyfiki ludzkiego ucha. Wzrost wrażeń słuchowych ludzkiego ucha w miarę wzrostu siły dźwięku jest zależnością logarytmiczną. Chcąc uzyskać efekt liniowej zmiany siły dźwięku dla ucha stosuje się w odbiorniku potencjometr od-

[1] Najnowszy zalecany termin — opornik nastawny.

Tablica 2

WARTOŚCI OPORÓW ZNAMIONOWYCH WYRAŻONE W Ω, kΩ, MΩ, I ICH TOLERANCJE WG PN-62/T-02050

Dopuszczalne tolerancje wartości oporu [%]								
±20	±10	±1 ±2 ±5	±20	±10	±1 ±2 ±5	±20	±10	±1 ±2 ±5
1,0	1,0	1,0	10	10	10	100	100	100
		1,1			11			110
	1,2	1,2		12	12		120	120
		1,3			13			130
1,5	1,5	1,5	15	15	15	150	150	150
		1,6			16			160
	1,8	1,8		18	18		180	180
		2,0			20			200
2,2	2,2	2,2	22	22	22	220	220	220
		2,4			24			240
	2,7	2,7		27	27		270	270
		3,0			30			300
3,3	3,3	3,3	33	33	33	330	330	330
		3,6			36			360
	3,9	3,9		39	39		390	390
		4,3			43			430
4,7	4,7	4,7	47	47	47	470	470	470
		5,1			51			510
	5,6	5,6		56	56		560	560
		6,2			62			620
6,8	6,8	6,8	68	68	68	680	680	680
		7,5			75			750
	8,2	8,2		82	82		820	820
		9,1			91			910

wrotnie logarytmiczny, czyli wykładniczy. W praktyce przyjęło się określenie potencjometru siły dźwięku nazwą „logarytmiczny", chociaż rzeczywista charakterystyka jego oporu jest wykładnicza. W tablicy 2 ujęto wartości oporów znamionowych produkowanych w kraju oporników w zależności od przyjętej tolerancji.

2.1.1. OPORNIKI WĘGLOWE WARSTWOWE

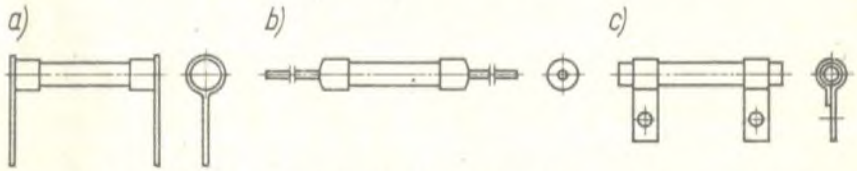
Oporniki węglowe warstwowe stałe typu OWS klasy I odznaczają się dużą stałością oporu. Z tego względu nadają się szczególnie do przyrządów pomiarowych. Moce znamionowe, opory i ich tolerancje oraz graniczne napięcia pracy podano w tablicy 3.

Tablica 3

GŁÓWNE PARAMETRY TECHNICZNE OPORNIKÓW TYPU OWS KLASY I

Typ	Moc znamionowa [W]	Opór znamionowy	Tolerancja wartości oporu [%]	Graniczne napięcie pracy [V]
OWS 212	0,5	100 Ω÷510 kΩ	±1, ±2, ±5	350
OWS 311	1			450
OWS 411	2			750

Oporniki węglowe stałe typu OWS klasy II są produkowane jako promieniowe i osiowe (rys. 3). Oporniki z osiowymi wyprowadzeniami są szczególnie przydatne w przypadku obwodów drukowanych ze względu na wygodę montażu. Główne parametry techniczne oporników typu OWS klasy II ujęto w tablicy 4.



Ryś. 3. Konstrukcja oporników OWS II kl: a) promieniowe; b) osiowe; c) zaciskowe

Tablica 4

GŁÓWNE PARAMETRY TECHNICZNE OPORNIKÓW TYPU OWS KLASY II

Moc znamionowa [W]	Opór znamionowy	Tolerancja wartości oporu [%]	Napięcie graniczne przy obciążeniu	
			ciągłym [V]	impulsowym [V_{max}]
0,125	27 Ω ÷ 1 MΩ	±5, ±10, ±20	150	
	1,2 MΩ÷10 MΩ	±10, ±20		
0,25	10 Ω ÷5,1 MΩ	±5, ±10, ±20	350	750
0,5	10 Ω ÷10 MΩ		500	1 000
1	10 Ω ÷10 MΩ		700	1 500
2	10 Ω ÷10 MΩ		1 000	2 000
3	10 Ω ÷10 MΩ		1 200	3 000
5	10 Ω ÷10 MΩ		1 500	5 000

2.1.2. OPORNIKI TYPU OBM

Oporniki borowęglowe miniaturowe typu OBM cechują małe rozmiary, a jednocześnie duża stabilność i duża obciążalność. Są one odporne na wpływ wilgoci i temperatury oraz wykazują ma-

Tablica 5

DANE TECHNICZNE OPORNIKÓW TYPU OBM

Typ	Moc znamionowa [W]	Opór znamionowy	Tolerancja wartości oporu [%]	Graniczne napięcie pracy [V]
OBM-0,125	0,125	10 Ω÷100 kΩ	±10 ±20	150
OBM-0,25	0,25	10 Ω÷510 kΩ		250
OBM-0,5	0,5	10 Ω÷ 1 MΩ		350
OBM-1	1,0	10 Ω÷ 1 MΩ		500

ły poziom szumów własnych. Ponadto są odporne na wstrząsy i przystosowane do obwodów drukowanych. W czasie eksploatacji nie należy przekraczać mocy znamionowej. Dane techniczne tego typu oporników ujęto w tablicy 5.

2.1.3. OPORNIKI METALIZOWANE TYPU OM

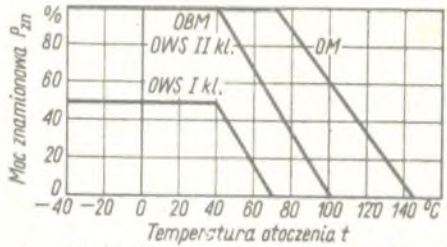
Odznaczają się one małymi rozmiarami w stosunku do ich mocy znamionowych, dużą stałością oporu, małą wrażliwością na wpływy klimatyczne, wstrząsy i wibracje. Cenną ich zaletą jest również mały poziom szumów własnych. Oporniki typu OM nie mogą być obciążone mocą przewyższającą moc znamionową.

Tablica 6

DANE TECHNICZNE OPORNIKÓW TYPU OM

Typ	Moc znamionowa [W]	Opór znamionowy	Tolerancja wartości oporu [%]	Graniczne napięcie pracy [V]
OM-0,5	0,5	100Ω ÷5,1 MΩ	±5, ±10, ±20	350
OM-1	1	100Ω ÷10 MΩ		500
OM-2	2	100Ω ÷10 MΩ		700

Ich dane techniczne ujęto w tablicy 6. W czasie eksploatacji oporników należy pamiętać, że przy wzroście temperatury otoczenia moc znamionowa opornika poczynając od temperatury ok. 40°C



Rys. 4. Obciążalność oporników w zależności od temperatury otoczenia

maleje, co uwidoczniono na rysunku 4. Gdybyśmy w dalszym ciągu obciążali opornik pełną mocą, to wkrótce ulegnie on zniszczeniu. Oporniki miniaturowe z reguły są oznaczane za pomocą

Tablica 7

OZNACZENIA OPORNIKÓW KOLOROWYM KODEM

Kolor	1 kropka lub pasek	2 kropka lub pasek	3 kropka lub pasek	4 kropka lub pasek
	1 cyfra znacząca	2 cyfra znacząca	mnożnik dla 2 pierwszych cyfr znaczących	tolerancja [1] [%]
Srebrny	nie ma	nie ma	0,01	±10%
Złoty	nie ma	nie ma	0,1	± 5%
Czarny	nie ma	0	1	nie ma
Brązowy	1	1	10	±1
Czerwony	2	2	100	±2
Pomarańczowy	3	3	1000	nie ma
Żółty	4	4	10000	nie ma
Zielony	5	5	100000	nie ma
Niebieski	6	6	1000000	nie ma
Fioletowy	7	7	10000000	nie ma
Szary	8	8	100000000	nie ma
Biały	9	9	1000000000	nie ma

[1]) Brak czwartej kropki lub paska oznacza tolerancję ±20%.
Przykład: 1 kropka — niebieska, 2 — kropka — szara, 3 kropka — pomarańczowa, 4 kropka — złota. Odczyt: 68 kΩ ±5%.

kodu barwnych kropek lub pasków umieszczonych na korpusie. Znaczenie poszczególnych barw oraz sposób odczytywania podano w tablicy 7.

2.1.4. DANE TECHNICZNE POTENCJOMETRÓW MINIATUROWYCH

Typ PKd 111 — potencjometr 0,1 W z jednobiegunowym zestykiem zwiernym przystosowany do obwodów drukowanych i produkowany o wartościach: 5; 10; 25; 50; 100; 150; 250 i 500 kΩ. Charakterystyka oporu liniowa lub logarytmiczna. Średnica zewnętrzna około 22,6 mm.

Typ PKd 231 — potencjometr 0,1 W z zestykiem zwiernym, przystosowany do obwodów drukowanych lub konwencjonalnych. Wartość oporu 5 i 10 kΩ. Charakterystyka logarytmiczna, średnica 19 mm.

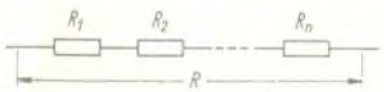
Typ PKd 241 — dane jak dla typu PKd 231. Średnica 15 mm.

Typ PK 300 — potencjometr 0,25 W, nastawny, bez obudowy i zestyku. Mocowany jest na końcówkach lutowniczych lub bezpośrednio na przewodach montażowych. Produkowany o wartościach: 1; 2,5; 5; 10; 25; 50; 100; 250; 500 kΩ oraz 1; 2,5; 5 MΩ. Charakterystyka liniowa lub logarytmiczna. Rozmiary 18×
×21 mm.

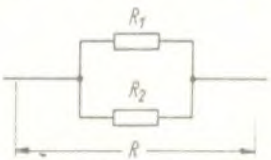
Typ PKd 300 — dane jak dla typu PK 300, przystosowany do obwodów drukowanych i montażu pionowego lub poziomego.

2.1.5. ŁĄCZENIE OPORNIKÓW

W przypadku trudności nabycia oporników stałych o potrzebnych wartościach można je zastąpić innymi, stosując odpowiednie ich łączenie. Jeżeli potrzebny opornik ma mieć większą wartość niż ta, jaką mają posiadane egzemplarze, to stosujemy ich



Rys. 5. Szeregowe połączenie oporników



Rys. 6. Równoległe połączenie oporników

połączenie szeregowe (rys. 5), tak aby w sumie otrzymać żądaną wartość oporu. Obliczając opór wypadkowy należy pamiętać, aby przy sumowaniu wartości wszystkich oporników stosować jednolite jednostki podstawowe, tzn. Ω, kΩ, MΩ. Zasada ta obowiązuje we wszystkich obliczeniach, na przykład pojemności, indukcyj-

ności, częstotliwości itp. Jeżeli potrzebny opornik ma mieć mniejszą wartość niż ta, jaką mają posiadane egzemplarze, to łączymy je równolegle (rys. 6). Opór wypadkowy obliczamy ze wzoru

$$R=\frac{R_1R_2}{R_1+R_2}$$

PRZYKŁAD. $R_1=5\ \text{k}\Omega$, $R_2=20\ \text{k}\Omega$. Obliczyć opór wypadkowy

$$R=\frac{5\cdot 20}{5+20}=4\ \text{k}\Omega$$

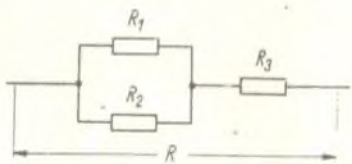
Z przykładu tego widać, że wartość oporu wypadkowego jest mniejsza od najmniejszej składowej. Jeżeli chcemy otrzymać opór wypadkowy R, mając np. opornik R_1, to wartość opornika R_2 można obliczyć ze wzoru

$$R_2=\frac{R_1R}{R_1-R}$$

PRZYKŁAD. Potrzebny jest opornik $R=6{,}8\ \text{k}\Omega$. Mamy opornik $R_1=9{,}1\ \text{k}\Omega$. Obliczyć wartość opornika, który należy połączyć równolegle z opornikiem R_1, aby otrzymać wymagany opór R

$$R_2=\frac{9{,}1\cdot 6{,}8}{9{,}1-6{,}8}=26{,}9\ \text{k}\Omega$$

Z tablicy wybieramy opornik o najbliższej wartości z ciągu tolerancji 10%, tj. opornik $R_2=27\ \text{k}\Omega$. Jeżeli w dalszym ciągu mamy trudności z uzyskaniem wymaganej wartości opornika, to



Rys. 7. Mieszane połączenie oporników

stosujemy szeregowo-równoległe łączenie oporników (rys. 7). Opór wypadkowy w tym przypadku obliczymy ze wzoru

$$R=\frac{R_1R_2}{R_1+R_2}+R_3$$

Oporniki spełniają często funkcję dzielnika napięć. Na rysunku 8 przedstawiono schematy oporowych dzielników napięć bardzo często stosowanych w układach radiowych np. do ustalania potencjału na bazie tranzystora.

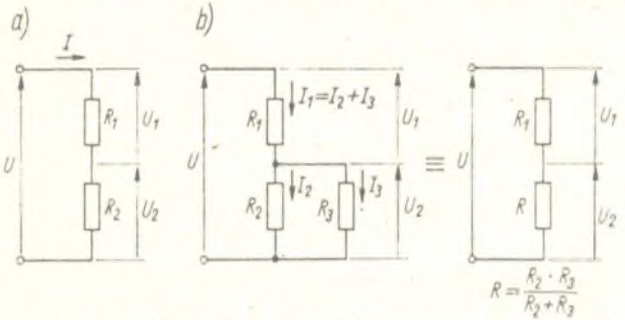
Dla dzielnika nieobciążonego napięcie na wyjściu można obliczyć ze wzoru

$$U_2 = U \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

a wartość opornika szeregowego ze wzoru

$$R_1 = \frac{U - U_2}{I}$$

Stosując taki dzielnik można na przykład w prosty sposób uzyskać z 9-woltowej baterii napięcie 1 V, 2 V, 3 V itd. Może to



Rys. 8. Schemat dzielnika napięć: a) nieobciążonego; b) obciążonego opornikiem R_3

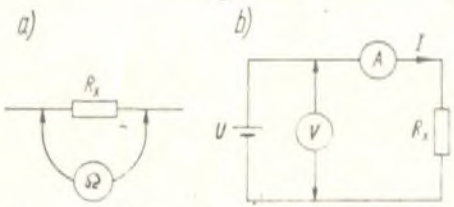
być użyteczne m.in. przy sprawdzaniu poprawności wskazań przyrządu pomiarowego.

W przypadku dzielnika obciążonego napięcie na wyjściu wynosi

$$U_2 = U \frac{R}{R_1 + R_2}$$

i wówczas wartość oporu szeregowego obliczamy ze wzoru

$$R_1 = \frac{U - U_2}{I_2 + I_3}$$

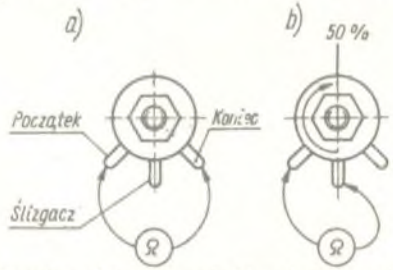


Rys. 9. Pomiar wartości oporu: a) omomierzem; b) metodą techniczną $R_x = \frac{U}{I}$

Sprawdzanie oporników polega na pomiarze oporu znamionowego za pomocą opisanych w p. 3 przyrządów pomiarowych, a mianowicie: omomierza lub woltomierza i amperomierza (rys. 9).

2.1.6. POMIARY I SPRAWDZANIE

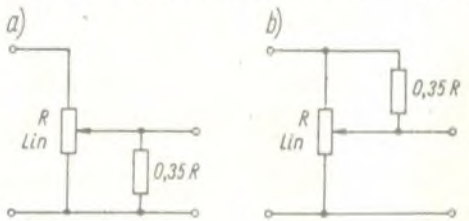
Pomiar charakterystyki oporu potencjometru wykonuje się za pomocą omomierza (rys. 10). W pierwszej kolejności mierzymy opór całkowity między wyprowadzeniami początkowymi a końcowymi. Następnie ustawiamy ślizgacz w położeniu środkowym i mierzymy opór między wyprowadzeniem początkowym a ślizga-



Rys. 10. Pomiar charakterystyki potencjometru: a) opór całkowity; b) opór przy połowie kąta obrotu ślizgacza

czem. Jeżeli w połowie kąta obrotu ślizgacza stwierdzimy opór równy około 50% oporu całkowitego, to potencjometr jest liniowy, jeżeli tylko od 10 do 20% — jest to potencjometr wykładniczy, a jeżeli około 80% — potencjometr logarytmiczny. Potencjometr liniowy można przekształcić w nieliniowy przez dodanie opornika między ślizgacz a jedno z wyprowadzeń (rys. 11).

W układach w.cz., na skutek szkodliwego działania pojemności własnej opornika i pojemności rozproszonych, opór danego



Rys. 11. Potencjometr liniowy o nieliniowej zależności oporu wejściowego: a) zbliżony do wykładniczego; b) zbliżony do logarytmicznego

opornika maleje. W celu uniknięcia zmiany warunków pracy w układzie należy stosować oporniki warstwowe typu OWS o możliwie najmniejszych rozmiarach zewnętrznych oraz możliwie najkrótsze połączenia i unikać wzajemnego zbliżania końcówek opornika. Jest to szczególnie ważne w układach ultrakrótkofalowych. Przy lutowaniu oporników, zwłaszcza miniaturowych, należy unikać miejscowego przegrzania, które zawsze wpływa ujemnie na opornik, powodując trwałe zmiany wartości oporu.

lutowaniu oporników, zwłaszcza miniaturowych, należy unikać miejscowego przegrzania, które zawsze wpływa ujemnie na opornik, powodując trwałe zmiany wartości oporu.

2.2. KONDENSATORY

Kondensatorami nazywamy elementy, których pojemność między dwoma przewodnikami przedzielonymi dielektrykiem wykorzystuje się do gromadzenia energii elektrycznej. W aparaturze radiowej stosuje się kondensatory o stałej i zmiennej pojemności

Tablica 8

PRZYKŁADY STOSOWANIA KONDENSATORÓW OKREŚLONYCH TYPÓW

Stopień i podzespół.	Wartość pojemności	Typ kondensatora
1. *Kondensatory sprzęgające*		
obwody w.cz. strojone	20÷50 pF	ceramiczne lub mikowe
obwód antenowy z bazą mieszacza	6,8÷10 nF	
obwód oscylatora z emiterem tranzystora	6,8÷10 nF	
stopnie wzmacniaczy m.cz.	1÷10 μF	elektrolityczne
2. *Kondensatory blokujące filtrujące*		
Źródła zasilania	do 1000 μF	elektrolityczne
obwody emitera wzmacniacza m.cz.	20÷100 μF	
obwody *K-E* wzmacniaczy pośr.cz.	1 nF	ceramiczne
obwody *B-E* wzmacniaczy pośr.cz.	40 nF	
napięcie wyjściowe detektora	10 nF	
transformator głośnikowy	10 nF	
ARW	5 μF	elektrolityczne
3. *Kondensatory w obwodach rezonansowych*		
obwody w.cz.	10÷ 200 pF	ceramiczne, mikowe, styrofleksowe, powietrzne lub z dielektrykiem stałym
obwody pośr.cz.	200÷2000 pF	
obwody strojone	20÷ 200 pF	
	50÷ 500 pF	

oraz tzw. kondensatory dostrojcze (trymery). W zależności od rodzaju zastosowanego dielektryka rozróżniamy kondensatory: papierowe, ceramiczne, styrofleksowe, mikowe, powietrzne i elektrolityczne. Każdy z tych typów wyróżnia się pewnymi cechami, które klasyfikują kondensator do specjalnych zastosowań. W tablicy 8 podano kilka przykładów stosowania kondensatorów określonych typów.

Pojemność znamionowa kondensatora jest to pojemność, którą oznacza się na jego obudowie. W rzeczywistości kondensator ma pojemność większą lub mniejszą od znamionowej o wielkość odchyłki określonej tolerancją.

Napięcie znamionowe, zwane również napięciem pracy, to największe napięcie na końcówkach kondensatora, przy którym może on pracować dłuższy okres czasu nie ulegając uszkodzeniu. Przekroczenie napięcia znamionowego, jeśli jest ono niewielkie, może znacznie skrócić czas przy pracy kondensatora. Krótkotrwałe przekroczenie napięcia znamionowego jest dopuszczalne. Następnym parametrem charakteryzującym kondensator jest napięcie szczytowe. Jest ono najwyższym napięciem, jakie może być doprowadzone do kondensatora w czasie nie dłuższym niż 0,5÷1 min. Wartość napięcia znamionowego i szczytowego obok pojemności jest oznaczona na obudowie kondensatora. Np. napis 12/15 V oznacza napięcie pracy kondensatora 12 V, a szczytowe napięcie 15 V.

2.2.1. KONDENSATORY PAPIEROWE

Kondensatory papierowe są wykonywane ze zwijki folii aluminiowej i specjalnego papieru impregnowanego żywicą epoksydową. Końcówki wykonane z miedzianego drutu ocynowanego są przylutowane do zestyków zwijki lub przyspawane do folii tworzącej okładziny. Do układów tranzystorowych można stosować kondensatory papierowe o małych wymiarach i na niskie napięcie pracy. Kondensatory papierowe są oznaczane symbolem KP i produkowane o wartościach od 10 nF do 1 μF przy tolerancji ±10 i ±20%.

2.2.2. KONDENSATORY MIKOWE

Kondensatory mikowe wykonuje się z płytek mikowych z naniesioną na ich powierzchnię warstwą srebra. Płytki łączy się paskami folii miedzianej, składa i zaciska obejmami, tworząc pakiet kondensatora, który następnie impregnuje się (dla polepszenia odporności na wilgoć) i zaprasowuje w obudowie z tworzywa polofenowego. Rozmiary zewnętrzne: 18×11×5,5 mm. Końcówki są wykonane z miedzianego drutu ocynowanego o średnicy 0,8 mm. Istnieją również kondensatory mikowe z metalizowanymi okładzinami, przeznaczone do pracy w różnych obwodach prądu zmiennego i stałego układów konwencjonalnych i tranzystorowych w zakresie temperatur od −40 do 70°C. Kondensatory mikowe są oznaczane symbolem KM.

2.2.3. KONDENSATORY STYROFLEKSOWE

Kondensatory styrofleksowe są wykonywane podobnie jak kondensatory papierowe z tym, że zwijka zawiera dielektryk w postaci taśmy styrofleksowej. Dane techniczne kondensatorów styrofleksowych o symbolach KSF-010, KSF-012 ujęto w tablicy 9. Są również produkowane bardzo dokładne pod względem pojemności znamionowej kondensatory KSF-ts, KSF-tb na zakres pojemności od 2 do 250 nF/125 V i tolerancji ±0,5 i ±1%.

Tablica 9

DANE TECHNICZNE KONDENSATORÓW STYROFLEKSOWYCH

Pojemność znamionowa [pF]						Tolerancja wartości pojemności [%]	Napięcie znamionowe [V]	Typ
10	11	12	13	15	16	±20	100; 250	KSF-010
18	20	22	24	27	30		25; 100	KSF-012
33	36	39	43	47	51	±20, ±10	100; 250	KSF-010
56	62	68	75	82	91		25	KSF-012
100	110	120	130	150	160	±20, ±10	100; 250	KSF-010
180	200	220	240	270	300	±5	25; 63, 100	KSF-012
330	360	390	430	—	—			
470	510	560	620	680	750			
820	910	1 000	1 100	1 200	1 300		100; 250	KSF-010
1 500	1 600	1 800	2 000	2 200	2 400	±20, ±10	100	KSF-012
2 700	3 000	3 300	3 600	3 900	4 300		25	(KSF-010 pojemności
4 700	5 100	5 600	6 200	6 800	7 500	±5, ±2		470÷1 000 pF,
8 200	9 100	—	—	—	—		63	KSF-012
Pojemność znamionowa [nF]								pojemności 470 pF÷10 nF)
10	11	12	13	15	—			
16	18	20	22	—	—			
24	27	30	33	—	—			
36	39	43	47	—	—			
51	56	62	68	—	—			
75	82	91	100	—	—			

2.2.4. KONDENSATORY CERAMICZNE

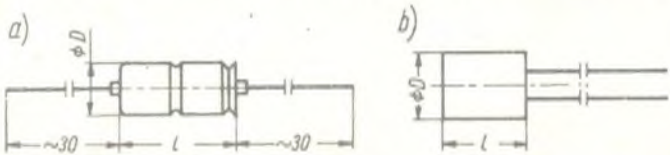
Kondensatory ceramiczne stosuje się głównie w obwodach w.cz. Na rurce lub dysku ze specjalnej ceramiki kondensatorowej o małych stratach dla prądów w.cz. są napylane srebrne okła-

dziny, do których przymocowuje się odprowadzenia. Całość jest pokryta warstwą ochronnego lakieru dla zabezpieczenia przed szkodliwymi wpływami atmosferycznymi. Kondensatory ceramiczne rurkowe są oznaczane symbolami KCR lub KCRd (do obwodów drukowanych). Są one produkowane o wartościach od 7 do 270 pF przy tolerancji od ±0,5 do ±20%.

Oprócz kondensatorów ceramicznych rurkowych są również produkowane: kondensatory ceramiczne płytkowe typu KCP o napięciu znamionowym 500 V i wartościach pojemności od 10 do 75 pF oraz kondensatory ceramiczne płytkowe perełkowe typu KCP-e na napięcia pracy powyżej 750 V i pojemności od 0,5 do 9 pF. Kondensatory ferroelektryczne płytkowe dyskowe typu KFP są wykonywane w dwu klasach: klasa I o tolerancji od +50 do −20% i klasa II o tolerancji od +100 do −40%. Napięcia znamionowe wynoszą 250, 350 lub 500 V, a pojemność znamionowa od 470 pF do 10 nF.

2.2.5. KONDENSATORY ELEKTROLITYCZNE

Kondensatory elektrolityczne odznaczają się bardzo dużą pojemnością przy małej objętości. Są one produkowane na zakres napięć znamionowych od 3 do 450 V i pojemności od 2 do 1000 μF. Tolerancja pojemności kondensatorów elektrolitycznych ze względów technologicznych jest duża: od −10 do +100%. Kondensatory elektrolityczne przyłącza się do obwodu zgodnie



Rys. 12. Szkic wymiarowy kondensatorów elektrolitycznych: a) typ KEM; b) typ KES

z oznaczoną na obudowie biegunowością, w przeciwnym bowiem razie ulegają one zniszczeniu. W układach tranzystorowych są stosowane kondensatory elektrolityczne miniaturowe o małych napięciach znamionowych (rys. 12). Kondensatory typu KEM o średnicy od 4,5 do 10 mm i długości od 16 do 32 mm. Mają one dwustronne wyprowadzenia drutowe. Ich pojemność znamionowa wynosi od 2 do 100 μF, napięcie pracy zaś od 3 do 150 V. Kondensatory typu KES są przeznaczone do montażu na płytkach drukowanych. Wyprowadzenia drutowe w tych kondensatorach są wykonane jednostronnie. Ich rozmiary zewnętrzne: średnica 4,5÷8,5 mm, długość 13 mm. Pojemności znamionowe wynoszą od 5 do 20 μF, a napięcia pracy — od 3 do 25 V.

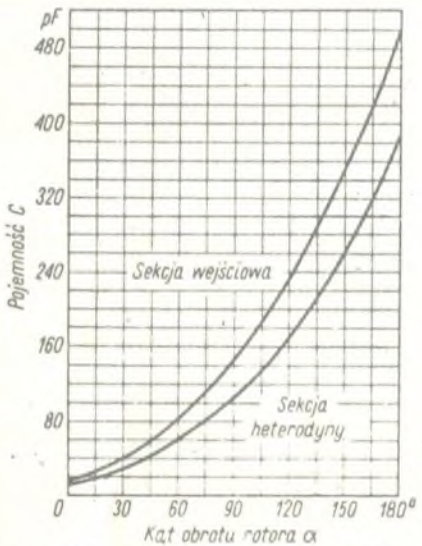
2.2.6. KONDENSATORY O ZMIENNEJ POJEMNOŚCI

Kondensator o zmiennej pojemności, tzw. *nastawny* (obrotowy), ma najczęściej dielektryk powietrzny. Kondensator taki składa się z płytek statora i rotora wykonanych z blachy aluminio-

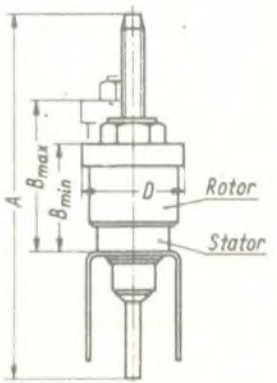
Tablica 10

DANE TECHNICZNE KONDENSATORÓW NASTAWNYCH

Sekcja heterodyny		Sekcja wejścia		Typ
pojemność początkowa [pF]	pojemność końcowa [pF]	pojemność początkowa [pF]	pojemność końcowa [pF]	
14	373±1%+1	12	496±1%+1	KPOM-375/500
12	450±1	12	450±1	KPOM-450M
13±1	310±1%	11±1	406	dla AM KPOC-AM/FM dla FM
5,5±0,5	21,5±0,5%	5,5±0,5	15,5±0,5%	
6	65	6,5	148	KOD-1



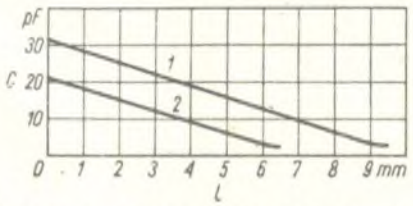
Rys. 13. Charakterystyka $C=f(\alpha)$ kondensatora nastawnego typu KPOM 375/500



Rys. 14. Szkic wymiarowy trymera powietrznego

wej. Płytki te łączy się w pakiet statorów i rotorów. Pakiet rotorów przylutowuje się do wałka osadzonego w korpusie. Pakiet statorów osadza się w korpusie na izolatorach ceramicznych.

Kondensatory nastawne miniaturowe typu KOD-1 mają dielektryk z folii polietylenowej i obudowę z tworzyw sztucznych. Kondensatory te są stosowane w odbiornikach tranzystorowych, np. *Migo, Tramp*. Dane techniczne kondensatorów nastawnych stosowanych w odbiornikach radiowych ujęto w tablicy 10. Przebieg charakterystyki pojemności tych kondensatorów — w zależności od kąta obrotu rotora — jest funkcją kwadratową (rys. 13). Kwadratowa charakterystyka pojemności kondensatora obrotowego daje liniową skalę odbiornika w zależności od długości



Rys. 15. Charakterystyka pojemności trymerów powietrznych
1 — typ TPM 30, *2* — typ TPM 20

fali. Napięcie przebicia prądem stałym dla kondensatora typu KPOM wynosi 300 V, a dla typu KOD-1 50 V. Do grupy kondensatorów o zmiennej pojemności należą również kondensatory dostrojcze (trymery). Ich zasadniczym przeznaczeniem jest przestrajanie obwodów rezonansowych w wąskich granicach. Konstrukcje kondensatorów dostrojczych powietrznych typu TPM-20, TPM-30 (obwody drukowane) oraz TP-30, TP-50 (obwody konwencjonalne) przedstawiono na rysunku 14.

Kondensator dostrojczy powietrzny składa się z dwóch elektrod cylindrycznych, z których jedna (stator) jest umocowana

Tablica 11

PODSTAWOWE DANE TECHNICZNE KONDENSATORÓW DOSTROJCZYCH POWIETRZNYCH

Typ kondensatora	Dane techniczne					
	pojemność minimalna [pF]	pojemność maksymalna [pF]	rozmiary [mm]			
			A	B_{min}	B_{max}	D
TPM-20	3,5	18^{+7}	37	12	19	10,2
TPM-30	4,5	27^{+8}	44	15	25,5	10,2
TP-30	3,5	28^{+8}	37	11	18	12,6
TP-50	4,5	50^{+10}	44	14,5	24	12,6

Tablica 12

PODSTAWOWE DANE TECHNICZNE KONDENSATORÓW DOSTROJCZYCH CERAMICZNYCH

Typ kondensatora	Tworzywo						
	P-120	P-120	N-47	N-47	N-750	N-750	N-750
	Pojemności regulowane [pF]						
TCR	0,5÷0,3	0,5÷4	1,25÷6	2÷12	2÷10	2÷12	—
TCR	0,6÷3,5	0,6÷4	1,25÷6	2÷12	2÷10	2÷12	2,5÷8,5
TCP	2÷7	—	—	—	4÷15	6÷25	8÷30

nieruchomo na izolacyjnej tulei ceramicznej, a druga (rotor) współosiowo przesuwana dla uzyskania żądanej pojemności. Na rysunku 15 przedstawiono charakterystykę zmian pojemności kondensatorów dostrojczych powietrznych. Wynika z niej zależność wartości pojemności od wzdłużnej odległości elektrod. W celu przesunięcia elektrod o odcinek $l=1$ mm należy przekręcić rotor o 180°.

Podstawowe dane techniczne kondensatorów dostrojczych powietrznych ujęto w tablicy 11, a ceramicznych — w tablicy 12. Kondensatory dostrojcze służą do dokładnego dobrania pojemności w obwodach w.cz.

2.2.7. ŁĄCZENIE KONDENSATORÓW

Jeżeli nie mamy kondensatora o wymaganej pojemności znamionowej, to podobnie jak w przypadku oporników stosujemy połączenia szeregowe, równoległe lub mieszane. Chcąc uzyskać wypadkową pojemność większą niż ta, jaką mają posiadane kondensatory, stosujemy połączenie równoległe, w którym pojemność wypadkowa równa się sumie pojemności składowych. Jeżeli jest nam potrzebny kondensator o pojemności C, a mamy kondensator C_1 o znanej pojemności, to wartość pojemności drugiego kondensatora C_2, który należy połączyć równolegle z kondensatorem C_1 obliczamy ze wzoru

$$C_2=C-C_1$$

Gdy chcemy uzyskać pojemność wypadkową mniejszą od tej, jaką mają posiadane kondensatory, stosujemy połączenie szeregowe i pojemność wypadkową obliczamy ze wzoru

$$C=\frac{C_1C_2}{C_1+C_2}$$

Przekształcając powyższy wzór otrzymujemy wyrażenie

$$C_2 = \frac{C_1 C}{C_1 - C}$$

umożliwiające obliczenie pojemności kondensatora, który należy połączyć szeregowo z posiadanym przez nas kondensatorem C_1, aby otrzymać kondensator o wypadkowej pojemności C. Jeżeli z tych obliczeń otrzymamy pojemność nietypową, np. 333 pF, to zastosujemy kondensator o wartości najbliższej, tj. 330 pF.

Kondensator dla prądu zmiennego przedstawia opór urojony [1] o charakterze pojemnościowym

$$X_C = \frac{1}{2\pi f C}$$

przy czym:
X_C — opór urojony [Ω];
f — częstotliwość [Hz];
C — pojemność [F].

Tablica 13

ZALEŻNOŚĆ OPORU X_C OD CZĘSTOTLIWOŚCI

Dla pojemności	Opór X_C przy częstotliwości						
	50	100	1 000	10	110	465	1
	[Hz]			[kHz]			[MHz]
1 000 µF	3,2 Ω	1,6 Ω	0,16 Ω	16 mΩ	1,45 mΩ	0,34 mΩ	0,16 mΩ
100 µF	32 Ω	16 Ω	1,6 Ω	0,16 Ω	14,5 mΩ	3,4 mΩ	1,6 mΩ
10 µF	320 Ω	160 Ω	16 Ω	1,6 Ω	0,145 Ω	34 mΩ	16 mΩ
1 µF	3,2 kΩ	1,6 kΩ	160 Ω	16 Ω	1,45 Ω	0,34 Ω	0,16 Ω
1 000 pF	3,2 MΩ	1,6 MΩ	160 kΩ	16 kΩ	1,45 kΩ	340 Ω	160 Ω
100 pF	32 MΩ	16 MΩ	1,6 MΩ	160 kΩ	14,5 kΩ	3,4 kΩ	1,6 kΩ
10 pF	320 MΩ	160 MΩ	16 MΩ	1,6 MΩ	145 kΩ	34 kΩ	16 kΩ
1 pF	3 200 MΩ	1 600 MΩ	160 MΩ	16 MΩ	1,45 MΩ	340 kΩ	160 kΩ

Niektóre często spotykane wartości oporu urojonego kondensatorów przy różnych częstotliwościach ujęto w tablicy 13.

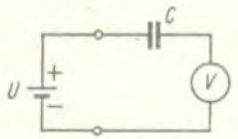
Wahania temperatury wywierają wpływ na wartość pojemności wskutek zmiany rozmiarów elektrod i przenikalności di-

[1] Najnowszy zalecany termin: reaktancja.

elektrycznej. Istnieją materiały dielektryczne o dodatnich i ujemnych współczynnikach temperaturowych, np. dla kalitu współczynnik α wynosi $0{,}15 \cdot 10^{-3}/1°C$, a dla kondensy $N\alpha = -0{,}35 \times \times 10^{-3}/1°C$. Stosując równoległe łączenie kondensatorów o dodatnich i ujemnych współczynnikach temperaturowych przenikalności dielektrycznej można doprowadzić do kompensacji zmian temperaturowych. Kompensacja taka jest powszechnie stosowana, gdyż umożliwia zwiększenie stałości częstotliwości rezonansowej obwodu strojonego.

2.2.8. POMIARY I SPRAWDZANIE

Niesprawności kondensatorów są spowodowane w większości przypadków przez: przebicie izolacji dielektryka, pogorszenie izolacji między elektrodami, utratę pojemności, mechaniczne uszkodzenie wyprowadzeń. Przebicie izolacji objawia się zwarciem między okładzinami. Pogorszenie izolacji powoduje wzrost prądu upływu. Taki kondensator zachowuje się jak opornik.



Rys. 16. Układ do sprawdzania izolacji kondensatorów

Utrata pojemności lub uszkodzenie wyprowadzenia tuż przy obudowie dyskwalifikuje kondensator jako element pojemnościowy. Przebicie i zwiększony prąd upływu można wykryć za pomocą omomierza. W pierwszym przypadku omomierz wskaże wartość około 0 Ω, w drugim — opór skończony o wartości zależnej od stopnia pogorszenia izolacji. W niektórych przypadkach pogorszenie izolacji można wykryć dopiero przy napięciach wyższych od napięcia źródła zasilania omomierza.

Inna metoda sprawdzenia niesprawności spowodowanej przebiciem lub zwiększeniem upływności prądu polega na użyciu woltomierza i źródła napięcia stałego (rys. 16). Wartość napięcia U nie może być większa od napięcia znamionowego badanego kondensatora C. Jeżeli kondensator C jest przebity, to woltomierz wskaże pełne napięcie U, w przypadku zaś zwiększonej upływności wskaże napięcie tym większe, im mniejszy będzie opór izolacji kondensatora. W chwili włączania woltomierza przy pomiarze izolacji powyższą metodą woltomierz wskaże tym większe napięcie, im większa jest pojemność C. Wzrost napięcia jest spowodowany przepływem prądu ładowania badanego kondensatora i po chwili, kiedy kondensator już się naładuje, napięcie to po-

winno się zmniejszyć do zera. Jeżeli przy włączeniu woltomierza wskazówka nie wychyli się w ogóle, nawet w pierwszej chwili, oznacza to przerwę np. między wyprowadzaniem a elektrodą. Po sprawdzeniu kondensatora należy go rozładować. Prąd upływu kondensatorów elektrolitycznych nie powinien być większy od wartości obliczonej ze wzoru

$$I \leqslant 0{,}2UC + 200$$

w którym:

I — prąd upływu [μA];
U — napięcie znamionowe [V];
C — pojemność znamionowa [μF].

Wartość prądu upływu mierzy się po 10 min od chwili doprowadzenia do kondensatora napięcia znamionowego. Dopuszczalne wartości prądu upływu dla kondensatorów elektrolitycznych miniaturowych obliczone według powyższego wzoru w zależności od pojemności i napięcia znamionowego ujęto w tablicy 14.

Kondensatory nastawne i kondensatory dostrojcze sprawdzamy podobnie jak kondensatory stałe za pomocą omomierza lub metodą woltomierza i źródła napięcia. Omomierz należy włączyć między rotor a stator sekcji heterodyny, a następnie sekcji wejściowej. Pokręcając ośką kondensatora obrotowego obserwujemy omomierz, który powinien przez cały czas wskazywać wartość oporu równą nieskończoności. Jeżeli wskazówka omomierza wychyli się, oznacza to zwarcie między płytkami rotora i statora. Należy zlokalizować miejsce zwierania się płytek (na ściance bocznej mogą być rysy od tarcia) i delikatnie je odgiąć, aby zwarcie ustąpiło. Przy stosowaniu metody woltomierza na-

Tablica 14

DOPUSZCZALNA WARTOŚĆ PRĄDU UPŁYWU KONDENSATORÓW ELEKTROLITYCZNYCH MINIATUROWYCH

Wartości znamionowe		Prąd upływu [μA]	Wartości znamionowe		Prąd upływu [μA]
pojemność [μF]	napięcie [V]		pojemność [μF]	napięcie [V]	
5	3	203	50	12	320
5	6	206	100	3	260
10	3	206	100	6	320
10	6	212	2	12	205
10	70	214	2	25	210
50	3	230	2	70	228
50	6	260			

pięcie źródła pomocniczego nie może być większe od napięcia przebicia danego kondensatora. Pomiaru pojemności kondensatorów można dokonać metodami opisanymi w rozdz. 3.

2.3. CEWKI, DŁAWIKI, TRANSFORMATORY

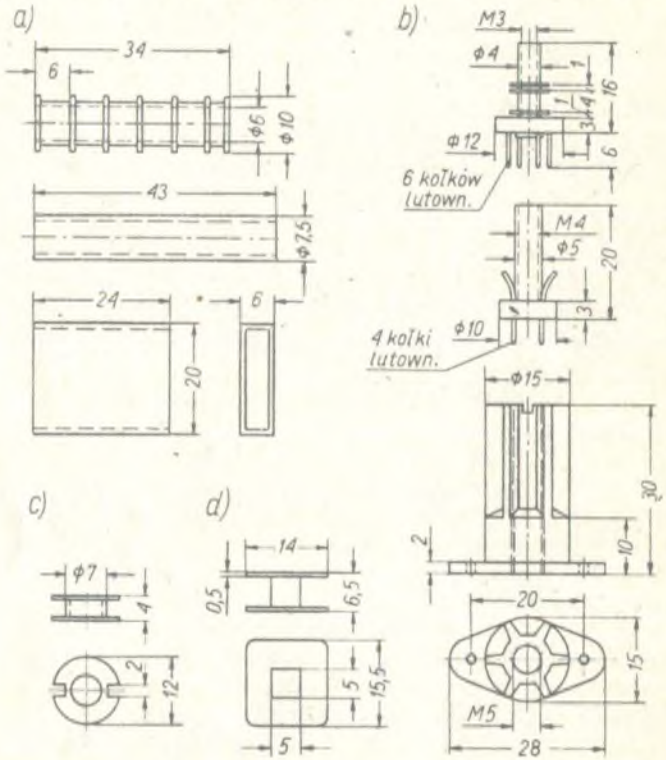
Przemysł nie produkuje cewek o całej gamie wartości indukcyjności ze względu na specyfikę stawianych im wymagań. Spotykane w sprzedaży cewki i transformatory są elementami zapasowymi do produkowanych seryjnie odbiorników radiowych. Niektóre z nich, jak np. cewki nabyte wraz z ferrytowymi prętami antenowymi, cewki oscylatora, transformatory pośr. cz. i transformatory m. cz. w wykonaniu miniaturowym, można z powodzeniem wykorzystać w konstrukcjach radioamatorskich. Cewki indukcyjne do odbiorników prostych jak również superheterodynowych dla zakresu fal krótkich i ultrakrótkich nie są dostępne w sprzedaży i radioamator zmuszony jest wykonać je samodzielnie. W tym celu podajemy podstawowe wiadomości dotyczące sporządzania cewek.

2.3.1. MATERIAŁY KONSTRUKCYJNE CEWEK

Korpus służy jako szkielet, na którym nawija się uzwojenia i umocowuje wyprowadzenia; osadza się w nim rdzenie, a poza tym służy do przytwierdzenia cewki lub transformatora do chassis. Najczęściej są stosowane korpusy płaskie lub cylindryczne w postaci szpulki. Korpus płaski lub cylindryczny może mieć jeden lub dwa kołnierze, do których są umocowane wyprowadzenia. W kołnierzu są umieszczone metalowe (na ogół) kołki umożliwiające lutowanie cewki wprost do płytki z obwodami drukowanymi. Korpusy płaskie oraz cylindryczne są stosowane do nawijania cewek w.cz. dla zakresu fal długich i średnich na prętach ferrytowych. Korpusy cylindryczne spotyka się również w cewkach filtrów pośr.cz. Cewki w.cz. dla zakresu fal krótkich nawija się na korpusach żeberkowych, które umożliwiają zmniejszenie strat i pojemności własnej cewki. Cewki dla zakresu UKF wykonuje się bez korpusu lub na korpusach cylindrycznych względnie żeberkowych. Materiałami używanymi do wyrobu korpusów są najczęściej tworzywa termoutwardzalne, termoplastyczne oraz ceramiczne. Dla zakresu częstotliwości do 2 MHz korpusy wykonuje się z preszpanu, bakelitu, turbaksu lub fibry, natomiast dla zakresu fal krótkich — z ebonitu, szkła, celuloidu lub porcelany. Korpusy cewek dla fal ultrakrótkich wykonuje się z trolitu, styrofleksu, ceramiki lub kwarcu. Na rysunku 17 przedstawiono szkicowo typowe korpusy stosowane powszechnie w odbiornikach radiowych. Do wykonywanych

cewek możemy wykorzystać korpusy po starych lub uszkodzonych elementach indukcyjnych. W ostateczności wykonujemy korpusy we własnym zakresie z materiałów odpowiednich dla danej częstotliwości pracy.

Rdzenie ferromagnetyczne stosowane w cewkach i transformatorach odbiorników tranzystorowych wykazują bardzo mały



Rys. 17. Korpusy powszechnie stosowane w cewkach odbiorników tranzystorowych: a) antena ferrytowa, dławik w.cz.; b) oscylator, obwody wejściowe zakresu fal krótkich i ultrakrótkich pośr.cz. FM, c) pośr.cz. AM; d) transformator m.cz.

opór dla strumienia magnetycznego wytworzonego przez prąd płynący w uzwojeniu. Mały opór oznacza dużą przenikalność magnetyczną, zatem rdzeń taki powoduje wzrost gęstości strumienia głównego [1], wskutek czego wzrasta indukcyjność własna cewki. Dzięki rdzeniom magnetycznym wymaganą indukcyjność

[1] Obok głównego strumienia występuje w cewce jeszcze strumień rozproszony.

uzyskuje się przy mniejszej liczbie zwojów niż w przypadku cewki powietrznej. Umożliwiło to również zmniejszenie zewnętrznych rozmiarów cewek indukcyjnych. W celu uproszczenia obliczeń indukcyjności cewek z rdzeniami wprowadzono tzw. *przenikalność skuteczną* rdzenia

$$\mu_{sk} = \frac{L_r}{L_0}$$

przy czym:

μ_{sk} — przenikalność skuteczna rdzenia;

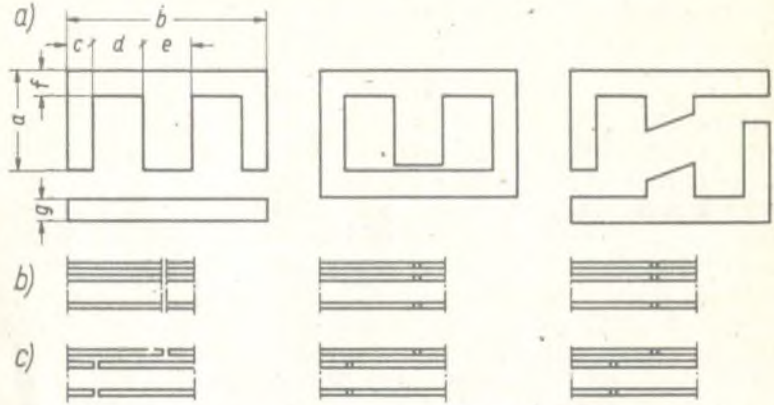
L_r — indukcyjność cewki z rdzeniem [H];

L_0 — indukcyjność cewki bez rdzenia [H].

Wartość μ_{sk} zależy od kształtu rdzenia i cewki, od sposobu jej uzwojenia oraz względnego położenia na rdzeniu. Największą wartość μ_{sk} osiąga się wówczas, gdy długość cewki jest równa długości rdzenia. Jeśli długość cewki jest mniejsza od długości rdzenia, to największą wartość μ_{sk} osiąga się wówczas, gdy cewka jest umieszczona w połowie jego długości. Wartość μ_{sk} maleje przy wzroście częstotliwości. Dlatego też podane dalej wartości μ_{sk} należy uważać za przybliżone, ale w praktyce radioamatorskiej wystarczające do obliczeń. Dla zakresu częstotliwości akustycznych stosujemy rdzenie składane z kształtek wykonanych z blachy krzemowej lub permalojowej. W celu zmniejszenia strat w rdzeniu na prądy wirowe izoluje się blachy warstwą lakieru. Przenikalność skuteczna blach krzemowych $\mu_{sk} \approx 30$. Jeszcze większą przenikalność magnetyczną mają rdzenie wykonane z blachy permalojowej, dla których $\mu_{sk} \approx 50$ [1]. Wadą rdzeni permalojowych jest duża zależność przenikalności od wartości prądu stałego płynącego w uzwojeniach. Gdy wzrasta prąd, przenikalność ta maleje. Zależność tę można osłabić stosując szczelinę powietrzną w rdzeniu. Rdzenie permalojowe wrażliwe są również na wstrząsy lub uderzenia mechaniczne. Na rysunku 18 przedstawiono przykładowo stosowane kształtki oraz sposoby składania rdzenia ze szczeliną lub bez niej. Rozmiary zewnętrzne niektórych kształtek transformatorów miniaturowych podano w tablicy 15. Dla zakresu wielkiej częstotliwości stosujemy rdzenie proszkowe, ferrytowe, miedziane lub aluminiowe. Dla rdzeni proszkowych i ferrytowych $\mu_{sk} \geqslant 1$, dla rdzeni miedzianych $\mu_{sk} \leqslant 1$, a dla powietrza $\mu_{sk} = 1$. Rdzenie proszkowe są wykonane z bardzo drobnych ziaren sproszkowanego żelaza, izolowanych między sobą substancją wiążącą, np. polistyrolem. Przenikalność skuteczna rdzeni proszkowych $\mu_{sk} \approx 3$. Podane bez dodatkowych objaśnień wartości μ_{sk} dotyczą cewek nawiniętych na rdzeniu cylindrycznym. Ostatnio w obwodach w.cz.

[1] Wartość zmierzona jako L_r/L_0 przy 100 zwojach dla kształtek transformatorów krajowych typu T-1 ... T-4.

są coraz częściej stosowane rdzenie ferrytowe. Materiał ten jest mieszaniną tlenków: żelaza, kobaltu, manganu, niklu i innych. Rdzenie ferrytowe odznaczają się dużą przenikalnością



Rys. 18. Rdzenie transformatorów m.cz.: a) przykłady stosowanych kształtek; b) rdzeń składany ze szczeliną; c) rdzeń składany bez szczeliny

magnetyczną ($\mu_{sk} \approx 8$). Dla zakresu ultrakrótkofalowego indukcyjności cewek obwodów są bardzo małe, wobec czego rdzeni ferrytowych tam się nie stosuje. Cewki te pracują jako po-

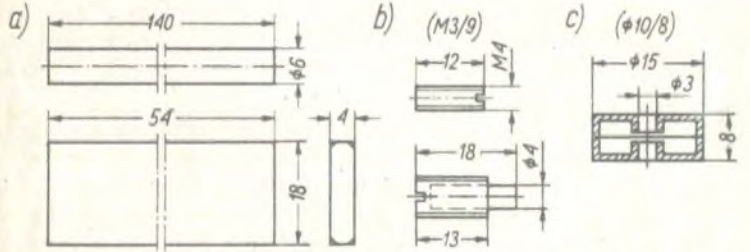
Tablica 15

ROZMIARY ZEWNĘTRZNE NIEKTÓRYCH KSZTAŁTEK PERMALOJOWYCH I KRZEMOWYCH (w mm)

Transformator typu	Oznaczenia wg rys. 18							Przekrój rdzenia [cm²]
	a	*b*	*c, f, g*	*d*	*e*	*a-f*	grubość rdzenia	
T-1	5,4	9,8	1,3	2,2	2,4	4,1	3,0	0,07
T-2	6,4	13,4	1,6	3,5	3,0	4,8	3,7	0,11
T-3	8,8	19,3	2,4	4,8	4,7	6,4	5,5	0,26
T-4	16,3	20,0	3,6	4,0	5,0	12,7	8,0	0,40
Blocking ramki odbiornika TV	24	36	6,0	7,0	12,8	18	12	1,52
Głośnikowy	38	57	10	10	19	29	19	3,6
Wyjściowy ramki odbiornika TV	44	66	12	11	22	34	34	7,5

wietrzne. W przypadku małych zmian indukcyjności tych cewek stosuje się rdzenie miedziane lub mosiężne. W rdzeniu miedzianym wprowadzonym do cewki powstają prądy wirowe. Wytwarzają one własny strumień magnetyczny o działaniu przeciwnym do działania strumienia głównego wytworzonego przez prąd w uzwojeniu cewki. Dlatego maleje zarówno wypadkowy strumień cewki jak i indukcyjność, której miarą jest stosunek strumienia do prądu $L=\frac{\Phi}{I}$. Przenikalność magnetyczna rdzeni mosiężnych o średnicy 4 mm i długości 10 mm stosowanych w kanałowych wkładkach telewizorów wynosi $\mu_{sk} \approx 0{,}7$.

Kształt rdzeni w.cz. zależy od konstrukcji i przeznaczenia cewki lub transformatora. Częściej stosowane rdzenie w.cz. przedstawiono na rysunku 19. Dla zakresu fal długich i średnich, a na-



Rys. 19. Rdzenie cewek i transformatorów w.cz.: a) anteny ferrytowe; b) cylindryczne; c) kubkowe

wet częściowo krótkich, są stosowane pręty ferrytowe o średnicy 5÷10 mm i długości 100÷180 mm, lub rdzenie ferrytowe płaskie o rozmiarach ok. 54×18×4 mm. Kształt rdzenia anteny ferrytowej ma wpływ przede wszystkim na przenikalność magnetyczną, a więc i na wysokość skuteczną oraz skuteczność anteny. Rdzenie ferrytowe, podobnie jak ceramiczne, są bardzo wrażliwe na wstrząsy mechaniczne. Należy obchodzić się z nimi ostrożnie, aby nie dopuścić do pęknięcia ferrytu, bowiem w takim przypadku maleje przenikalność rdzenia. Powszechnie stosowane są rdzenie cylindryczne, które przez wkręcanie lub wykręcanie umożliwiają zmianę indukcyjności cewki.

Oprócz rdzeni cylindrycznych szeroko są stosowane rdzenie kubkowe. Składają się one z dwu części (rys. 19c). Osłaniając na zewnątrz cewkę, całkowicie zamykają drogę strumienia magnetycznego przez ferryt. Cewki z rdzeniami kubkowymi są również przestrajane za pomocą rdzenia cylindrycznego przesuwanego w szczelinie powietrznej. Przenikalność magnetyczna rdzeni kubkowych stosowanych w transformatorach pośr. cz. krajowych odbiorników tranzystorowych wynosi $\mu_{sk} \approx 3$ bez rdzenia cy-

lindrycznego. Przez wkręcenie rdzenia można zwiększyć indukcyjność około 1,5 raza.

Przewody nawojowe dla zakresu m.cz. wykonane z drutu miedzianego emaliowanego są oznaczane skrótem DNE. Cyfry podane po tym skrócie oznaczają średnicę drutu w milimetrach. Często spotyka się symbol DNEt; oznacza on przewód nawojowy o emalii odporniejszej na zginanie i ścieranie.

Dla zakresu fal długich i średnich jest powszechnie stosowana plecionka, tzw. lica. Masa miedzi pełnego drutu została tu rozbita na szereg bardzo cienkich, wzajemnie od siebie izolowanych drucików. Dzięki temu ulegają zmniejszeniu straty na prądy wirowe oraz zjawisko naskórkowości. Cewki nawijane licą wykazują w tym zakresie częstotliwości bardzo dużą dobroć pod warunkiem starannego lutowania końcówek licy. Najczęściej stosujemy licę 20×0,05 mm, a gdy zależy nam na szczególnie dużej dobroci — nawet 40×0,05 mm. Jeżeli mamy licę o liczbie drutów mniejszej niż wymagana, to nawijamy cewkę podwójnym przewodem posiadanej licy. Lica 20×0,05 mm ma przekrój równoważny przekrojowi pełnego drutu DNE 0,22.

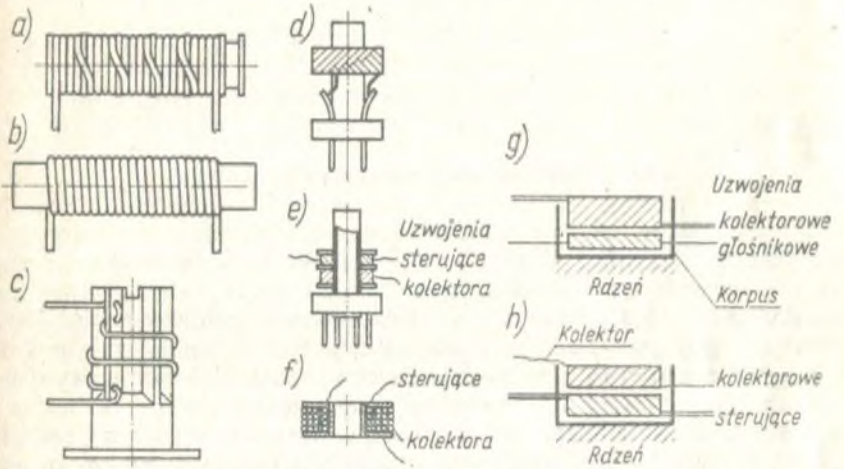
Dla zakresu fal krótkich i ultrakrótkich są stosowane pełne przewody miedziane srebrzone o dużej średnicy i małym oporze dla prądu stałego. Niekiedy zamiast przewodu są stosowane ścieżki drukowane. Oprócz przewodów DNE i licy stosuje się również przewody emaliowane w oplocie z jedwabiu, oznaczane jako DNEJn. Stosuje się je w filtrach pośr. cz., a nawet przy nawijaniu cewek antenowych, jeżeli czułość odbiornika na wejściu nie ma istotnego znaczenia (np. w pobliżu silnej stacji lokalnej).

Ponieważ nabycie odpowiednich przewodów jest jak na razie dość trudne, przeto można wykorzystać na ten cel przewody z posiadanych starych cewek lub znajdujących się w sprzedaży. Dla zobrazowania, jak duży wpływ na dobroć cewki ma rodzaj przewodu nawojowego, posłużymy się przykładem. Cewka antenowa na fale średnie nawinięta licą 20×0,05 mm ma przy częstotliwości 1 MHz dobroć około 200, nawinięta przewodem DNEJ 0,22 (ten sam przekrój co przewód z miedzi) ma dobroć około 140, natomiast nawinięta przewodem DNEJ 0,1 ma dobroć już tylko około 105.

2.3.2. SPOSOBY NAWIJANIA CEWEK

W odbiornikach tranzystorowych stosuje się cewki o uzwojeniu cylindrycznym oraz komórkowym. *Uzwojenia cylindryczne* wykonujemy zazwyczaj w transformatorach m.cz. Nawijanie polega tu na układaniu zwojów obok siebie wzdłuż osi korpusu. Po skończeniu nawijania jednej warstwy nawija się następną, przy czym pierwszy zwój nowej warstwy układa się na ostatnim zwo-

ju poprzedniej warstwy. Między warstwami umieszczamy przekładki z papieru olejowego, których zadaniem jest izolowanie poszczególnych warstw ze względu na ewentualność przebicia izolacji. W przypadku transformatorów miniaturowych pracujących przy niskich napięciach nie ma obawy przebicia izolacji i przekładki służą tam do zabezpieczenia przed zwarciem zwojów w razie mechanicznego uszkodzenia izolacji. Przekładki umożliwiają poza tym równe układanie warstw, jakkolwiek kosztem zajmowanego miejsca. Dlatego na przekładki stosujemy bardzo cienki papier z rozebranego kondensatora papierowego. Cewki cylindryczne mają znaczną pojemność własną. Rezonans indukcyjności i pojemności własnej cewki ogranicza zakres często-



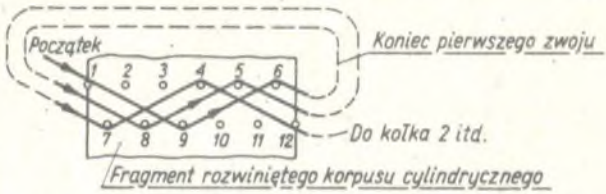
Rys. 20. Sposoby nawijania cewek: a), b) obwody wejściowe zakresu fal długich i średnich; c) obwody wejściowe oscylatora fal krótkich i ultrakrótkich; d) oscylator fal długich i średnich; e), f) transformator pośr.cz. FM, AM; g) transformator głośnikowy; h) transformator sterujący

tliwości, w jakim cewka może pracować. Uzwojenia cylindryczne o niewielkiej liczbie zwojów są stosowane aż do zakresu ultrakrótkofalowego.

Przy dużej liczbie zwojów, gdy nam zależy na małej pojemności własnej cewki, dzielimy tę ostatnią na sekcje lub stosujemy *uzwojenia komórkowe* wielowarstwowe, na przykład cewki oscylatora, antenowe lub dławiki w.cz. Tam gdzie wymagana jest duża symetria, np. w obwodzie bazy stopnia przeciwsobnego, uzwojenia wtórne transformatora sterującego nawija się parą przewodów. Wykonane w ten sposób uzwojenie nosi nazwę uzwojenia *bifilarnego*. Uzwojenia te umieszcza się na korpusie.

Sposoby amatorskiego nawijania cewek cylindrycznych warstwowych zilustrowano na rysunku 20, zaś cewek komórkowych

— na rysunku 21. Na obwodzie korpusu w odległości równej szerokości cewki umieszczamy dwa rzędy przesuniętych względem siebie kołeczków. Przewód nawijamy zygzakowato. Im wię-



Rys. 21. Sposób amatorskiego wykonania uzwojenia cewek komórkowych

cej jest kołeczków, tym ściślejsze jest nawinięcie. Szerokość cewek komórkowych waha się 0,1÷0,8 średnicy korpusu. Uzwojenia gotowej cewki zalewamy szelakiem lub cerezyną, a kołeczki wyjmujemy.

2.3.3. PODSTAWOWE PARAMETRY CEWEK

Indukcyjność własna, zwana często bezwładnością elektryczną, jest to własność cewki polegająca na przeciwstawianiu się wszelkim zmianom powstającym w jej uzwojeniu. Jednostką indukcyjności jest henr [H]. Cewka ma indukcyjność 1 H wówczas, gdy przy zmianie natężenia prądu w uzwojeniu o 1 A w ciągu 1 s powstanie na zaciskach cewki siła elektromotoryczna samoindukcji równa 1 V. Indukcyjność własna, zwana po prostu indukcyjnością, zależy od wymiarów geometrycznych cewki, liczby zwojów i przenikalności magnetycznej środowiska, przez które przenika strumień magnetyczny. W środowisku para- i diamagnetycznym [1], w których wartość przenikalności jest stała, indukcyjność własna cewki jest również stała. W środowisku ferromagnetycznym przenikalność i indukcyjność własna są wielkościami zmiennymi i zależą od natężenia prądu w uzwojeniu. Przy wzroście częstotliwości indukcyjność cewki ulega zmniejszeniu. Przeciętne wartości indukcyjności cewek stosowanych w miniaturowych odbiornikach tranzystorowych podano w tablicy 16.

Dobrocią cewki Q nazywamy stosunek oporu indukcyjnego cewki ωL do całkowitego oporu strat R

$$Q = \frac{\omega L}{R}$$

[1] Do materiałów ferromagnetycznych zaliczamy stal, nikiel i kobalt, do paramagnetycznych — powietrze, aluminium i platynę, do diamagnetycznych zaś — wodę, rtęć, miedź.

Tablica 16

WARTOŚCI INDUKCYJNOŚCI CEWEK ODBIORNIKÓW TRANZYSTOROWYCH

Układy	Zakres fal				Uwagi
	długie	średnie	krótkie	ultrakrótkie	
Obwody wejściowe	2÷5 mH	200 μH	5÷10 μH	0,2÷1 μH	zależnie od pojemności kondensatora nastawnego
Oscylator	1 mH	270 μH			
Filtry pośr.cz.	120 μH C = 1 nF				
Transformator pośr.cz.				3,3 μH 56 pF	
Transformator m.cz.	0,2÷1 H				zależnie od oporu pracy i dolnej częstotliwości granicznej
Dławik w.cz.	0,5÷1 mH				

Dla małych częstotliwości wielkość R jest równa oporowi uzwojenia cewki dla prądu stałego. Dla większych częstotliwości wielkość R wzrasta o straty na prądy wirowe i histerezę w rdzeniu, korpusie i ekranie. Również zjawisko naskórkowości, polegające na wypychaniu prądu elektrycznego na powierzchnię przewodu uzwojenia, zmniejsza jego efektywny przekrój i powoduje wzrost oporu strat, w wyniku czego dobroć cewki maleje. Gdy cewka pracuje w układzie, wówczas do oporu strat dodaje się jeszcze opór wyjściowy tranzystora dla danej częstotliwości pracy i stratność kondensatora równoległego do cewki. Od wypadkowej dobroci cewki zależy selektywność obwodu i szerokość pasma przenoszonego sygnału radiowego $2\Delta f$, wynosząca 9 kHz

$$2\Delta f = \frac{f}{Q}$$

Np. dla dolnego zakresu fal średnich $f = 550$ kHz i $Q = 100$ szerokość pasma $2\Delta f$ sygnału przenoszonego przez obwód rezonansowy z daną cewką wynosi 5,5 kHz. Dla odbiorników miniaturowych jest ona wystarczająca.

Pojemność własna cewki jest to suma pojemności między poszczególnymi zwojami a warstwami zwojów. Pojemność ta jest szkodliwa, gdyż pogarsza podstawowe parametry cewki, np.: dobroć, stabilność, współczynnik pokrycia zakresu fal, a ponadto uzależnia indukcyjność od częstotliwości. Aby cewka miała

opór indukcyjny, musi pracować poniżej częstotliwości rezonansu własnego. Jedynie dławiki w.cz. pracują przy częstotliwości bliskiej rezonansu własnego. Ma to na celu zwiększenie impedancji dławika dla częstotliwości pracy o wartość dobroci obwodu rezonansu równoległego indukcyjności i pojemności własnej dławika. Z tych też względów wykonując cewkę staramy się uzyskać jak najmniejszą pojemność własną cewki C_0. W tym celu należy unikać zbliżenia zwojów o dużej różnicy potencjałów (np. początku i końca cewki), nie nawijać cewek zbyt ściśle, stosować korpusy typu żeberkowego, sekcjonować uzwojenia i oddalać cewki od mas metalowych.

Pojemność własną cewki cylindrycznej można obliczyć ze wzoru

$$C_0 = KD$$

w którym:

C_0 — pojemność własna cewki [pF];
K — współczynnik zależny od stosunku skoku uzwojenia a do średnicy przewodu d;
D — średnia średnica cewki [cm].

Tablica 17

WSPÓŁCZYNNIK K DO OBLICZANIA POJEMNOŚCI WŁASNEJ CEWEK CYLINDRYCZNYCH

a/d	1,05	1,1	1,15	1,2	1,3	1,5	2,0	3,0
K	2,8	2,0	1,6	1,4	1,15	0,9	0,66	0,49

a — skok uzwojenia, d — średnica przewodu

W tablicy 17 podano wartości współczynnika K. Dla cewki wielowarstwowej pojemność własną obliczamy ze wzoru

$$C_0 = \frac{Dl\varepsilon}{2{,}7an}$$

w którym:

C_0 — pojemność własna cewki [pF];
D — średnica cewki [cm];
l — długość cewki [cm];
a — odstęp między dwiema warstwami [cm];
n — liczba warstw uzwojenia;
ε — stała dielektryczna izolacji między warstwami.

PRZYKŁAD. Obliczyć pojemność własną cewki cylindrycznej jednowarstwowej o średnicy $D=1$ cm, nawiniętej przewodem DNE 0,5 zwój przy zwoju. Dla takiego sposobu nawijania, gdy $a/d \approx 1$, odczytujemy z tablicy $K=2{,}8$. Podstawiając wartości do wzoru na C_0 otrzymujemy $C_0 \approx 3$ pF.

Zakres częstotliwości pracy. Pojemność i indukcyjność własna cewki przy pewnej częstotliwości tworzą obwód rezonansu

równoległego. W pobliżu częstotliwości rezonansowej cewka traci charakter indukcyjny. Znając wartość L i C_0 można obliczyć częstotliwość rezonansu własnego f_r cewki ze wzoru Thomsona

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_0}}.$$

w którym:

f_r — częstotliwość rezonansu własnego [Hz];
L — indukcyjność cewki [H];
C_0 — pojemność własna [F].

Największa dopuszczalna częstotliwość pracy cewki f_{max} musi być dużo mniejsza od częstotliwości rezonansu własnego. W praktyce wystarcza, gdy $f_{max} \leqslant \frac{1}{4} f_r$. Wówczas cewka będzie stanowiła element czysto indukcyjny.

PRZYKŁAD. Cewka o indukcyjności 200 μH ma pojemność 20 pF. Obliczyć największą dopuszczalną częstotliwość pracy cewki

$$f_r = \frac{1}{6{,}28\cdot\sqrt{200\cdot 10^{-6}\cdot 20\cdot 10^{-12}}} = 2{,}5 \text{ MHz}$$

$$f_{max} \leqslant \frac{1}{4}\, 2{,}5 \text{ MHz} = 630 \text{ kHz}$$

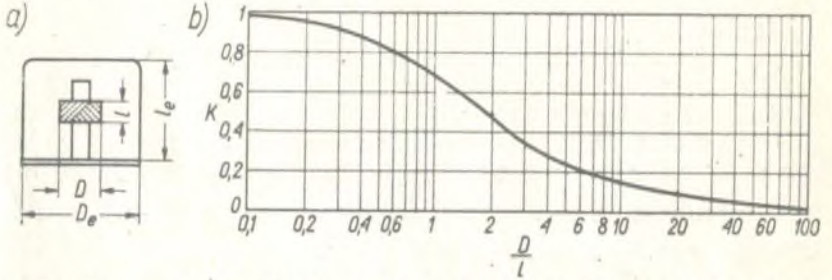
Gdy ta sama cewka ma pojemność $C_0 = 5$ pF, to $f_r = 5$ MHz, a $f_{max} \leqslant 1{,}25$ MHz.

2.3.4. EKRANOWANIE

Jeżeli strumień magnetyczny jednej cewki rozprasza się i swoim zasięgiem obejmuje drugą cewkę, to zjawisko takie nazywamy pasożytniczym (szkodliwym) sprzężeniem indukcyjnym. Może ono stać się przyczyną samowzbudzania odbiornika. W takim przypadku usunięcie szkodliwego sprzężenia jest możliwe przez umieszczenie obu cewek w kubkach ekranujących z blachy miedzianej lub aluminiowej. Średnica ekranu powinna być 2,5÷÷3 razy większa od średnicy cewki. Pod wpływem zmiennego pola magnetycznego indukują się w ekranie prądy wirowe, które zmniejszają pole główne cewki. W rezultacie maleje indukcyjność cewki, zwiększa się jej pojemność własna i maleje dobroć. Ekran powinien być połączony galwanicznie z chassis. Zmniejszenie indukcyjności cewki w ekranie L_e w porównaniu z indukcyjnością cewki bez ekranu L można obliczyć z wyrażenia

$$\frac{L_e}{L} = \left[1 - \left(\frac{D}{D_e}\right)^2 \frac{l}{l_e}\frac{1}{K}\right]$$

Na rysunku 22 uwidoczniono znaczenie symboli użytych w powyższym wzorze i wykres współczynnika K. Jedynymi cewkami, których nie należy ekranować w odbiorniku, są obwody wejściowe na antenie ferrytowej. Anteny ferrytowe są niekiedy ekranowane elektrostatycznie za pomocą miedzianej folii uziemionej.

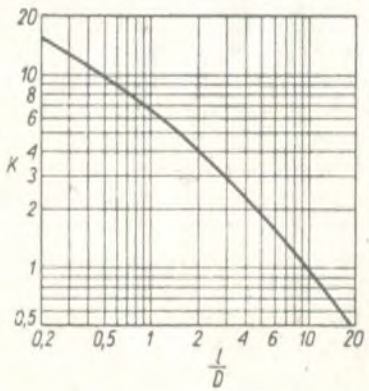


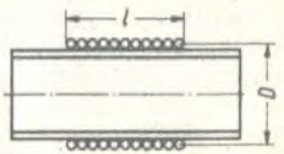
Rys. 22. Oznaczenia do obliczania indukcyjności cewki w ekranie: a) szkic wymiarowy; b) wykres zależności współczynnika K od stosunku D/l

Nie powinna ona tworzyć zwartego zwoju. Ekranowanie to ma na celu uchronienie obwodów wejściowych przed szkodliwymi wpływami zewnętrznych pojemności. W celu zmniejszenia sprzężenia pojemnościowego między pierwotnymi i wtórnymi uzwojeniami w transformatorach m.cz. stosuje się również ekran elektrostatyczny. Jest nim niepełny zwój folii miedzianej uziemiony na całą szerokość korpusu. Innym rozwiązaniem konstrukcji ekranu jest warstwa uzwojenia, którego jeden koniec jest zaizolowany, a drugi — podobnie jak folia miedziana — uziemiony.

2.3.5. OBLICZANIE INDUKCYJNOŚCI I LICZBY ZWOJÓW CEWEK

Podane tu praktyczne wzory i przykłady obliczania indukcyjności i liczby zwojów cewek stosowanych w odbiornikach tranzystorowych odnoszą się do cewek powietrznych. Wprowa-





Rys. 23. Szkic wymiarowy cewki cylindrycznej jednowarstwowej

Rys. 24. Wykres pomocniczy do obliczania indukcyjności cewek cylindrycznych jednowarstwowych

Tablica 18

SKUTECZNA PRZENIKALNOŚĆ MAGNETYCZNA RDZENI W.CZ. ORAZ INDUKCYJNOŚĆ CEWEK 10-ZWOJOWYCH DNEJ 0,12 NAWINIĘTYCH ZWÓJ PRZY ZWOJU NA TYPOWYCH KORPUSACH

Typ cewki	μ_{sk}[1]	Indukcyjność [μH]		Uwagi
		$L_{0\ 10}$	L_{r10}[1]	
Filtr pośr. cz.typu *Guliwer* rdzeń ferrytowy kubkowy	6	0,63	3,5	korpus ∅ 4 mm
Filtr pośr.cz. typu *Koliber* rdzeń ferrytowy kubkowy	4	1,8	6,8	korpus ∅ 7 mm
Filtr pośr.cz. typu *Atut* rdzeń proszkowy	2,5	0,96	2,4	korpus ∅ 5 mm
Oscylator typu *Koliber* rdzeń proszkowy	4	0,65	2,6	korpus ∅ 5 mm
Pionier rdzeń ferrytowy	2,2	1,1	2,4	korpus ∅ 7 mm
Pionier rdzeń ferrytowy	2,7	1,34	3,6	korpus ∅ 15 mm
Korpus wkładki TV rdzeń mosiężny	0,7	0,55	0,4	DNE 0,3
Pręt ferrytowy	4 ÷ 6[2]	1,8	10,8	∅ 10 mm
Pręt ferrytowy	4 ÷ 6,5	1,1	7,2	∅ 6 mm

[1] Wartości maksymalne (cewki usytuowane w środku rdzenia).
[2] Cewka w odstępie 1 cm od końca pręta ma $\mu_{sk} = 4$, na 1/4 długości pręta $\mu_{sk} = 5{,}5$, a w środku pręta $\mu_{sk} = 6$; $L_r - L_0$ indukcyjność cewki z rdzeniem i bez.

dzając do cewki rdzeń ferrytowy należy pamiętać, że jej indukcyjność zwiększy się μ_{sk} razy (tablica 18).

Cewki cylindryczne jednowarstwowe. Na rysunku 23 przedstawiono szkic wymiarowy cewki jednowarstwowej. Indukcyjność takich cewek obliczamy ze wzoru

$$L = KDz^2$$

w którym:

L — indukcyjność [nH];

K — współczynnik zależny od stosunku $\frac{l}{D}$ (rys. 24);

D — średnia średnica cewki [cm];

z — liczba zwojów.

W taki sposób można obliczyć również indukcyjność cewek wielowarstwowych, lecz o niewielkiej grubości warstwy uzwojenia. Obliczanie indukcyjności cewek na podstawie znanych roz-

miarów korpusu i liczby zwojów jest rzadko praktykowane. Częściej przed radioamatorem staje zagadnienie odwrotne. Znane są wartość indukcyjności i rozmiary korpusu, a trzeba obliczyć liczbę zwojów. W tym celu przekształcamy wzór na indukcyjność następująco:

$$z=\sqrt{\frac{L}{KD}}$$

PRZYKŁAD. Cewka cylindryczna jednowarstwowa ma 10 zwojów. Średnia średnica cewki i jej długość wynoszą po 1 cm. Obliczyć indukcyjność własną cewki. Z wykresu na rysunku 24 odczytujemy wartość $K=6{,}7$ dla $\frac{l}{D}=1$. Podstawiamy do wzoru

$$L=6{,}7\cdot 1\cdot 10^2=670\ \text{nH}=0{,}67\ \mu\text{H}$$

PRZYKŁAD. Cewka antenowa dla fal średnich ma indukcyjność $L=200$ μH. Będzie ona pracowała na pręcie ferrytowym o $\mu_{sk}=10$. Obliczyć liczbę zwojów, jeśli cewka ma być nawinięta na korpusie o średnicy $D=1$ cm i długości $l=5$ cm. Indukcyjność cewki na pręcie ferrytowym wynosi 200 μH. Indukcyjność cewki powietrznej będzie wynosiła

$$L_0=\frac{L}{\mu_{sk}}=\frac{200}{10}=20\ \mu\text{H}$$

Zatem

$$z=\sqrt{\frac{20\,000}{1\cdot 1{,}9}}\approx 100$$

Przybliżona metoda obliczania cewek cylindrycznych jednowarstwowych

$$L\approx\frac{l_d^2}{1+0{,}45D}$$

przy czym l_d — długość drutu potrzebna do nawinięcia cewki w cm.

Długość drutu l_d potrzebną do nawinięcia cewki o indukcyjności L obliczamy ze wzoru

$$l_d=\sqrt{L(1+0{,}45D)}$$

Liczbę zwojów otrzymamy dzieląc długość drutu przez długość jednego zwoju

$$z=\frac{l_d}{\pi D}$$

Średnicę drutu d obliczamy dzieląc długość cewki l przez liczbę zwojów

$$d=\frac{l}{z}$$

PRZYKŁAD. Potrzebna nam jest cewka cylindryczna jednowarstwowa o indukcyjności 20 μH, średnicy 1 cm i długości 5 cm. Obliczyć liczbę zwojów i długość przewodu nawojowego oraz jego średnicę

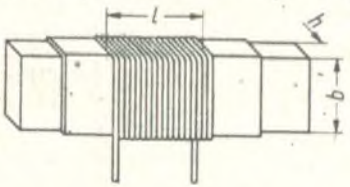
$$l_d = \sqrt{20 \cdot 10^3 (5 + 0{,}45 \cdot 1)} = 340$$

$$z = \frac{340}{1 \cdot 3{,}14} = 110$$

Jeżeli w cewce będzie nawinięty zwój przy zwoju, to średnica zewnętrzna izolowanego drutu wyniesie

$$d = \frac{l}{z} \approx 0{,}5 \text{ mm}$$

Chcąc zmienić indukcyjność cewki rozsuwamy lub ścieśniamy jej zwoje. Przy rozsuwaniu zwojów indukcyjność cewki maleje, a przy ścieśnianiu — wzrasta. W ten sposób, jak również



Rys. 25. Szkic wymiarowy cewki jednowarstwowej o przekroju prostokątnym

przez zmniejszenie lub dodanie zwojów dobieramy indukcyjność cewki przy regulowaniu pracy układu.

Cewki jednowarstwowe o przekroju prostokątnym: W nowoczesnych odbiornikach prawie wyłącznie stosuje się anteny ferrytowe o przekroju prostokątnym (rys. 25). Indukcyjność cewki o takim przekroju obliczamy ze wzoru

$$L = 8(b + h)z^2 K \cdot 10^{-3}$$

w którym:

L — indukcyjność cewki [μH];

b, h — rozmiary cewki [cm];

K — współczynnik zależny od stosunku h/b i l/b (rys. 26).

Cewki cylindryczne wielowarstwowe (rys. 27) są stosowane w obwodach wejściowych odbiornika na zakresie fal długich, w obwodach pośr.cz. AM, jako cewki oscylatora dla zakresu długo- i średniofalowego oraz jako dławiki w.cz. Znając rozmiary cewki i liczbę zwojów obliczamy indukcyjność zę wzoru

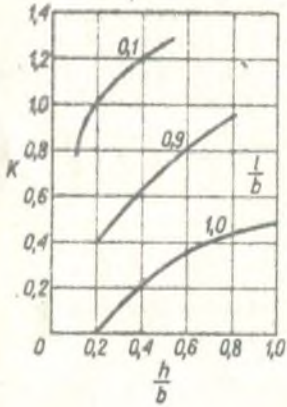
$$L = \frac{(D/2)^2 z^2}{9{,}5D + 28l + 31h}$$

w którym:
L — indukcyjność cewki [μH];
h — średnica cewki [cm].

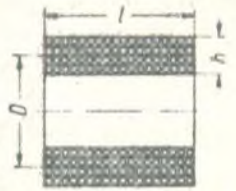
W przypadku znanej wartości indukcyjności liczbę zwojów cewki wielowarstwowej obliczamy ze wzoru

$$z = \frac{2}{D}\sqrt{L(9{,}5D + 28l + 31h)}$$

Obliczenia są tu bardziej żmudne niż dla cewki jednowarstwowej. Gdy ustalimy rozmiary korpusu, szacujemy w przybliżeniu rozmiary D, l, h oraz obliczamy zwoje. Następnie przyjmujemy średnicę przewodu i sprawdzamy, czy uzwojenie zmieści



Rys. 26. Wykres pomocniczy do obliczania indukcyjności cewek jednowarstwowych o przekroju prostokątnym



Rys. 27. Szkic wymiarowy cylindrycznej cewki wielowarstwowej

się w przyjętych gabarytach. Jeśli tak, to możemy przystąpić do nawijania cewki. Jeśli nie, to zwiększamy jeden z rozmiarów cewki, na przykład długość i ponownie obliczamy nową liczbę zwojów.

Dławiki w.cz. Są one wykonywane na ogół w postaci cewki cylindrycznej. Rozróżniamy dławiki pracujące w obwodach doprowadzających zasilanie oraz stanowiące obciążenie w postaci elementu rezonansowego. Dla dławików stanowiących zaporę dla prądów w.cz. o częstotliwości f w doprowadzeniach zasilania przyjmujemy długość drutu nawojowego

$$l_d \approx 0{,}28\,\frac{300}{f}$$

przy czym:
l_d — długość drutu [m];
f — częstotliwość [MHz].

Liczbę zwojów obliczamy ze wzoru

$$z \approx \frac{l_d}{\pi D}$$

w którym D — średnica cewki odpowiadająca średnicy korpusu [m].

Średnicę drutu nawojowego obliczamy ze wzoru

$$d \approx \frac{2D}{z}$$

Dla dławików rezonansowych w przypadku cewki jednowarstwowej cylindrycznej długość drutu ulega zwiększeniu

$$l_d \approx 0{,}55\frac{300}{f}$$

PRZYKŁAD. Obliczyć dane dławika w obwodzie doprowadzającym zasilanie do wzmacniacza ultrakrótkofalowego pracującego przy częstotliwości $f = 90$ MHz. Przyjmujemy średnicę cewki 0,5 cm

$$z = \frac{0{,}28 \cdot 300 \cdot 100}{3{,}14 \cdot 0{,}5 \cdot 90} = 60$$

$$l_d = 0{,}28\,\frac{300}{90} = 93 \text{ cm}$$

$$d \approx \frac{10}{60} = 0{,}17 \text{ mm}$$

Transformatory m.cz. Dokładne obliczanie transformatorów m.cz. jest bardzo skomplikowane, a przy braku takich danych jak wartość indukcji i przenikalności — wręcz niemożliwe do wykonania. Z tych względów podajemy tu uproszczoną metodę obliczania transformatorów, która w praktyce radioamatorskiej okazuje się zupełnie wystarczająca. W wyniku obliczeń transformatora chcemy znać powierzchnię przekroju rdzenia, średnicę przewodów nawojowych i liczbę zwojów. Transformator jest elementem sprzęgającym dwa stopnie wzmacniacza lub wyjście wzmacniacza mocy z obciążeniem, które w naszym przypadku stanowi głośnik lub słuchawka. Zadaniem transformatora wyjściowego będzie przenoszenie mocy akustycznej z obwodu kolektora wzmacniacza do głośnika z możliwie największą sprawnością. Niestety dla transformatorów miniaturowych sprawność ta jest mała, nie przekracza bowiem 50%. Transformator ogranicza pasmo przenoszenia wzmacniacza dla dolnych częstotliwości. Dzieje się tak dlatego, że impedancja (opór pozorny) uzwojenia

głównego w kolektorze bocznikuje wówczas opór pracy tranzystora i wskutek tego wzmocnienie maleje. Do obliczeń wyjściowego transformatora wzmacniacza muszą być znane:

$P_{u\,max}$ — maksymalna moc użyteczna wzmacniacza po pierwotnej stronie transformatora na kolektorze tranzystora;

R_0 — opór obciążenia wzmacniacza;

$R_{gł}$ — opór cewki głośnika (słuchawki);

f_d — dolna pożądana częstotliwość pasma akustycznego.

Przekrój rdzenia obliczamy ze wzoru

$$Q_ż \approx 10 \sqrt{\frac{P_{max}}{f_d}}$$

w którym:

$Q_ż$ — przekrój rdzenia [cm²];

P_{max} — moc maksymalna [W];

f_d — dolna żądaną częstotliwość [Hz].

Dla obliczonej wartości $Q_ż$ wybieramy z tablicy 15 kształtkę, która określa typ transformatora. Z rozmiarów kształtki obliczamy współczynnik F_w, który z kolei służy do obliczenia średnicy przewodu

$$F_w = 0{,}7d(a-f)$$

Tablica 19

SKUTECZNA PRZENIKALNOŚĆ MAGNETYCZNA RDZENI ORAZ INDUKCYJNOŚĆ 100 ZWOJÓW TYPOWYCH TRANSFORMATORÓW M.CZ.

Typ transformatora	Szczelina 0,1 mm		Bez szczeliny		Korpus bez rdzenia L_{100} [μH]	Uwagi
	L_{100} [mH]	μ_{sk}	L_{100} [mH]	μ_{sk}		
T-1	0,6	15	3,1	76	41	permaloj
T-2	0,9	17	1,7	35	49	
T-3	1,8	26	4,1	60	68	
T-4	1,8	26	2,8	40	70	
Blocking ramki odbiornika TV	3,3	18	7,0	38	185	stal krzemowa
Głośnikowy odbiornika *Pionier*	4,8	18	5,5	21	262	
Wyjściowy ramki odbiornika TV	10,3	34	20,0	67	300	

Indukcyjność uzwojenia głównego (pierwotnego) obliczamy ze wzoru

$$L_1 = \frac{R_0}{2\pi f_d}$$

Z tablicy 19 odczytujemy dla wybranego typu transformatora indukcyjność 100 zwojów L_{100} i obliczamy liczbę zwojów uzwojenia głównego

$$z = 100\sqrt{\frac{L_1}{L_{100}}}$$

Tablica 20

ŚREDNICA ZEWNĘTRZNA, OPÓR NA METR BIEŻĄCY I LICZBA ZWOJÓW n NA 1 cm² PRZESTRZENI NAWOJOWEJ PRZEWODU DNE

Średnica [mm]	Opór [Ω/m]	Liczba zwojów na 1 cm² n	Średnica [mm]	Opór [Ω/m]	Liczba zwojów na 1 cm² n	Średnica [mm]	Opór [Ω/m · 10⁻²]	Liczba zwojów na 1 cm² n
0,03	24,8	43 000	0,18	0,69	2 150	0,36	17,2	580
0,04	14,0	28 200	0,19	0,62	1 940	0,38	15,5	520
0,05	8,94	20 500	0,20	0,56	1 780	0,40	14,0	475
0,06	6,21	14 200	0,21	0,507	1 580	0,45	11,0	375
0,07	4,56	11 200	0,22	0,462	1 460	0,50	8,9	310
0,08	3,49	9 100	0,23	0,422	1 350	0,55	7,4	252
0,09	2,76	7 400	0,24	0,388	1 260	0,60	6,2	216
0,10	2,23	6 300	0,25	0,357	1 170	0,65	5,29	187
0,11	1,85	5 000	0,26	0,330	1 070	0,70	4,56	164
0,12	1,55	4 300	0,27	0,306	1 000	0,75	3,97	141
0,13	1,32	3 750	0,28	0,285	950	0,80	3,49	125
0,14	1,14	3 330	0,29	0,266	890	0,85	3,09	112
0,15	0,99	2 930	0,30	0,248	830	0,90	2,76	101
0,16	0,87	2 640	0,32	0,218	720	0,95	2,48	90
0,17	0,77	2 370	0,34	0,193	650	1,0	2,23	83

a przekładnię transformatora ze wzoru

$$\vartheta = 0{,}9\sqrt{\frac{R_0}{R_{gł}}}$$

Współczynnik 0,9 uwzględnia spadek napięcia na oporze uzwojenia z_1. Znając wartość z_1 i ϑ możemy obliczyć liczbę zwojów uzwojenia wtórnego

$$z_2 = \frac{z_1}{\vartheta}$$

Następnie obliczymy współczynniki n określające liczbę zwojów przypadającą na 1 cm² powierzchni nawojowej okna rdzenia:

$$n_1 = \frac{z_1}{0{,}47F_w}$$

$$n_2 = \frac{z_2}{0{,}33F_w}$$

dla których z tablicy 20 odczytujemy średnicę przewodu. Sprawdzamy, czy jest spełniony warunek

$$R_{z1} \leqslant 0{,}06R_0$$

W przypadku transformatora głośnikowego układu przeciwsobnego zamiast R_0 należy podstawić opór pracy między kolektorami R_{KK}. Obliczona wartość indukcyjności L_1 dotyczy całego uzwojenia pierwotnego od kolektora do kolektora. Podstawiając wartość R_0 obliczoną dla jednego tranzystora (jak w klasie A) otrzymamy wartość indukcyjności połówki uzwojenia pierwotnego.

PRZYKŁAD. Obliczyć transformator głośnikowy wzmacniacza klasy B z dwoma tranzystorami TG 50. Napięcie zasilania $U_z = 9$ V. Opór głośnika mierzony omomierzem $R_{gł} = 8\ \Omega$. Częstotliwość dolna pasma akustycznego, dla której wzmocnienie spada o 3 dB w stosunku do częstotliwości 1 kHz, powinna wynosić $f_d = 350$ Hz. Zanim skorzystamy z podanych wyżej wzorów, musimy obliczyć $P_{u\,max}$ i R_{KK}. Do tego celu potrzebne nam będą dane katalogowe tranzystora TG 50, a mianowicie: maksymalna wartość prądu kolektora dla pracy ciągłej oraz dopuszczalna moc strat. Według katalogu wynoszą one: $I_{K\,max} = 125$ mA; $P_{K\,max} = 150$ mW. W klasie B dla tranzystorów TG 50 wybiera się punkt pracy z prądem stałym około 5 mA, aby nie dopuścić do zniekształceń. Możemy zatem dopuścić zmianę prądu w granicach $125 - 5 = 120$ mA i przyjąć ją do dalszych obliczeń. Całkowity opór obciążenia od kolektora do kolektora wynosi:

$$R_{KK}=4R_0=4\frac{U_z}{(I_{K\,max}-5)\,10^{-3}}$$

$$R_{KK}=4\frac{9}{125\cdot 10^{-3}-5\cdot 10^{-3}}=300\ \Omega$$

Maksymalna moc użyteczna bez uwzględnienia strat wynosi:

$$P_{u\,max}=\frac{U_z}{2}\,(I_{K\,max}-5)10^{-3}$$

$$P_{u\,max}=\frac{9}{2}\,120\cdot 10^{-3}=540\ \text{mW}$$

Dla sprawdzenia, czy tranzystory nie będą przeciążone, obliczamy moc pobieraną z baterii według wzoru

$$P_0=0{,}64U_z I_{K\,max}=0{,}64\cdot 9\cdot 125\cdot 10^{-3}$$

$$P_0=720\ \text{mW}$$

Różnica mocy pobieranej z baterii i mocy użytej jest mocą strat w obu tranzystorach

$$P_s=P_0-P_{u\,max}=720-540=180\ \text{mW}$$

Zatem moc tracona w każdym z tranzystorów wynosi $0{,}5P_s$, tj. 90 mW $< P_{K\,max}$.

Przechodzimy teraz do obliczeń transformatora

$$Q_z=10\sqrt{\frac{0{,}54}{350}}=0{,}39\ \text{cm}^2$$

Przyjmujemy najbliższą wartość $Q_z=0{,}4$ cm². Dla tej wartości wybieramy z tablicy 15 kształtki transformatora permalojowego typu T-4

$$F_w=0{,}7d(a-f)=0{,}7\cdot 0{,}4\cdot 1{,}27=0{,}36$$

przy czym F_w — współczynnik pomocniczy do obliczania średnicy przewodu:

$$L_{KK}\geqslant\frac{R_{KK}}{2\pi f_d}=\frac{300}{6{,}28\cdot 350}=0{,}14\ \text{H}$$

przy czym L_{KK} — indukcyjność uzwojenia między kolektorami tranzystorów.

Z tablicy 19 odczytujemy $L_{100}=2{,}8$ mH i obliczamy zwoje:

$$z_1=100\sqrt{\frac{L_{KK}}{L_{100}}}=100\sqrt{\frac{140}{2{,}8}}=700$$

$z_1=700$ zwojów (odczep od 350 zwoju)

Do wzoru na przekładnię należy podstawić wartość oporu głośnika dla prądu zmiennego:

$$R'_{gł} = 1{,}25\ R_{gł}$$

$$\vartheta = 0{,}9\sqrt{\frac{R_{KK}}{R'_{gł}}} = 0{,}9\sqrt{\frac{300}{1{,}25 \cdot 8}} = 4{,}94$$

$$z_2 = \frac{z_1}{\vartheta} = \frac{700}{4{,}94} = 140 \text{ zwojów}$$

$$n_1 = \frac{z_1}{0{,}47F_w} = \frac{700}{0{,}47 \cdot 0{,}36} = \frac{700}{0{,}1692} = 4150 \text{ zwojów/cm}^2$$

$$n_2 = \frac{z_2}{0{,}33F_w} = \frac{140}{0{,}33 \cdot 0{,}36} = \frac{700}{0{,}1188} = 1160 \text{ zwojów/cm}^2$$

Dla obliczonych wartości n_1 i n_2 odczytujemy z tablicy 20 średnicę przewodów DNE i otrzymujemy $d_1 = 0{,}12$ oraz $d_2 = 0{,}25$ mm.

W przypadku obliczania transformatora sterującego zamiast R_0 podstawiamy wartość oporu wejściowego jednego tranzystora jako stosunek wartości szczytowej napięcia sterującego obwód bazy do maksymalnej wartości prądu bazy. Obliczona w ten sposób indukcyjność dotyczy połówki uzwojenia wtórnego. Wartość szczytową prądu bazy odczytuje się z charakterystyk lub oblicza ze znanych wartości β, $I_{K\,max}$

$$I_{B\,max} = \frac{I_{K\,max}}{\beta}$$

Napięcie sterujące wymusza prąd bazy $I_{B\,max}$ oraz prąd, który płynie w dzielnikach ustalających punkt pracy. Jeżeli przyjmiemy, że z_2 jest całkowitą liczbą zwojów, to przekładnia

$$\vartheta_1 = \frac{z_1}{z_2} = 0{,}24\frac{U_z - 1}{U_{ster}}$$

2.3.6. NIESPRAWNOŚCI CEWEK INDUKCYJNYCH

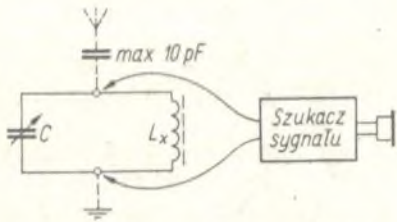
Spotykane uszkodzenia cewek objawiają się między innymi oberwaniem końcówek przewodu, zwarciem między zwojami, np. wskutek uszkodzenia izolacji, pęknięciem rdzenia itp. Oberwaną końcówkę możemy łatwo wykryć przez oględziny cewki lub pomiar oporu uzwojenia omomierzem. Przyrząd wskaże wówczas opór równy nieskończoności. Zwarcie między zwojami można również łatwo wykryć przy użyciu wskaźnika zwartych zwojów (rozdz. 3. Przyrządy pomiarowe). Inna metoda polega na zbliża-

niu badanej cewki do cewki obwodu rezonansowego odbiornika, który kolejno dostrajamy do innej radiostacji. Jeżeli za każdym razem stwierdzimy silne osłabienie odbioru, będzie to oznaczało, że badana cewka ma zwarcia między zwojami. Cewkę taką należy ponownie nawinąć przewodem o dobrej izolacji. Pęknięcie rdzenia powoduje zmniejszenie się indukcyjności własnej cewki, ponieważ powstaje wówczas szczelina powietrzna przedstawiająca dla strumienia magnetycznego duży opór w porównaniu z oporem magnetycznym rdzenia. Uszkodzony rdzeń zastępujemy nowym albo sklejamy go żywicą epoksydową (lub crystal-cementem) i suszymy przez około 1 godzinę w temperaturze nie wyższej niż 80°C, w celu umożliwienia polimeryzacji. Warto tu nadmienić, że pogorszenie się parametrów cewki może być spowodowane innymi przyczynami, np. przerwą w części przewodów licy, zabrudzeniem cewek, starzeniem rdzeni itp.

2.3.7. POMIARY I SPRAWDZANIE CEWEK ORAZ TRANSFORMATORÓW

Sprawdzanie cewek indukcyjnych polega na ich zewnętrznych oględzinach i pomiarze podstawowych parametrów elektrycznych. Jakość wykonania powinna zapewniać niezawodność działania cewki, a więc odpowiednią wytrzymałość mechaniczną, swobodę zmiany indukcyjności i jej stałość w okresie eksploatacji.

Pomiaru indukcyjności dokonujemy za pomocą przyrządu mostkowego opisanego w rozdz. 3.7. Jeżeli cewka jest przestrajana rdzeniem ferromagnetycznym, to sprawdzamy zakres zmian



Rys. 28. Praktyczny sposób pomiaru indukcyjności cewek

indukcyjności, aby wiedzieć, czy istnieją zapasy w stosunku do wymaganej wartości. Jeżeli indukcyjność jest za mała, dowijamy kilka zwojów, jeżeli za duża — odwijamy zwoje i pomiar powtarzamy. W czasie dobierania liczby zwojów cewek z rdzeniem należy ustawić go w położeniu środkowym — między minimalną a maksymalną wartością indukcyjności.

W przypadku braku takiego przyrządu można się posłużyć prostą metodą pomiaru indukcyjności w układzie przedstawio-

nym na rys. 28. Kondensator nastawny C o znanej charakterystyce pojemności (np. typu KPOM 375/500) cechujemy w stopniach w zależności od położenia płytek rotora. Dla każdego położenia możemy odczytać z rysunku 13 wartość pojemności kondensatora. Po dołączeniu mierzonej cewki L_x dostrajamy obwód do rezonansu z radiostacją lokalną o znanej częstotliwości f.

Samo dostrojenie się można stwierdzić za pomocą szukacza sygnału opisanego w rozdz. 3. Wartość indukcyjności obliczamy ze wzoru

$$L_x = \frac{25\,330}{f^2 C}$$

w którym:

L_x — indukcyjność [μH];
f — częstotliwość [MHz];
C — pojemność [pF].

Jeżeli badana cewka L_x nie jest umieszczona na pręcie anteny ferrytowej, to można dołączyć antenę zewnętrzną (może ją zastąpić kilka metrów linki). Będzie to miało na celu zwiększenie napięcia w.cz. w obwodzie rezonansowym. Antena zewnętrz-

Tablica 21

ZALEŻNOŚĆ POJEMNOŚCI OD KĄTA OBROTU ROTORA DLA KONDENSATORA OBROTOWEGO TYPU KPOM 375/500

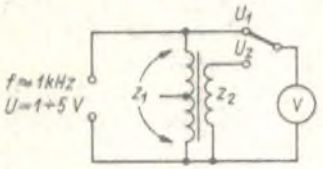
α [stopnie]	0	30	60	90	120	150	180	
C [pF]	12	38	82	145	235	350	500	sekcja wejścia
C [pF]	14	26	60	105	170	260	375	sekcja heterodyny

na wprowadza pewien błąd wskutek wnoszenia swej pojemności do obwodu rezonansowego. W tym przypadku, zwłaszcza przy pomiarach w zakresie małych wartości pojemności C, odczytaną z rysunku 13 pojemność należy zwiększyć o pojemność kondensatora, za pomocą którego dołączyliśmy do układu antenę. Zależność pojemności od kąta obrotu rotora dla kondensatora nastawnego typu KPOM 375/500 przedstawiono w tablicy 21. Przy zastosowaniu tego kondensatora w układzie pomiarowym i dostrojeniu się do radiostacji średniofalowej Warszawa II (częstotliwość około 820 kHz), można dokonać pomiaru cewek w zakresie od 80 μH do 3 mH. Do tego celu wykorzystujemy sekcję wejściową kondensatora. Jeżeli chcemy dokonać pomiaru w zakresie od 44 μH do 1,4 mH, to należy wykorzystać obydwie sekcje kondensatora obrotowego, połączone równolegle.

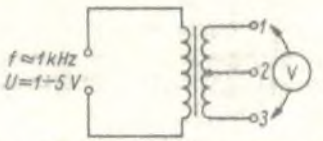
Wartość oporu uzwojenia cewki dla prądu stałego mierzymy omomierzem. Cewki w.cz. i pośr.cz. wykazują opór około zera.

a uzwojenia transformatorów m.cz. opór rzędu kilku omów. Np. opór uzwojenia kolektor-kolektor transformatora wyjściowego układu przeciwsobnego wynosi nie więcej niż 10 Ω, a uzwojenia głośnikowego nie więcej niż 0,5 Ω dla $R_{ol} = 10$ Ω.

Na rysunku 29 przedstawiono układ do pomiaru przekładni transformatora. Uzwojenie pierwotne zasilamy z generatora



Rys. 29. Układ do pomiaru przekładni transformatorów



Rys. 30. Układ do sprawdzania symetrii uzwojeń

m.cz. Mierzymy wartość napięcia pierwotnego U_1 i wtórnego U_2 woltomierzem prądu zmiennego o dużym oporze wejściowym. Przekładnię obliczamy ze wzoru

$$\ddot{u} = \frac{z_1}{z_2} = \frac{U_1}{U_2}$$

Brak symetrii uzwojeń w transformatorach układu przeciwsobnego może być przyczyną dużych zniekształceń nieliniowych wzmacniacza. Badanie transformatora mające na celu ustalenie, czy symetria jest zachowana czy nie, możemy przeprowadzić w układzie przedstawionym na rysunku 30. W prawidłowo uzwojonym transformatorze napięcia mierzone między punktami *1—2* oraz *2—3* powinny być sobie równe.

2.4. DIODY PÓŁPRZEWODNIKOWE

2.4.1. PARAMETRY DIOD PÓŁPRZEWODNIKOWYCH

Diody półprzewodnikowe są elementami prostowniczymi wykonanymi z germanu lub krzemu. Własności prostownicze zawdzięczają one istnieniu bariery potencjału na styku metal-półprzewodnik (diody ostrzowe), lub na granicy dwu warstw o różnym typie przewodnictwa (diody złączowe). W odbiornikach tranzystorowych i układach pomocniczych są stosowane diody ostrzowe, złączowe i diody Zenera.

Diody ostrzowe są stosowane głównie w układach detekcji i automatyki, natomiast złączowe germanowe — w zasilaczach sieciowych, skąd zresztą wypierają je diody krzemowe, bardziej odporne na pracę przy wyższych temperaturach otoczenia.

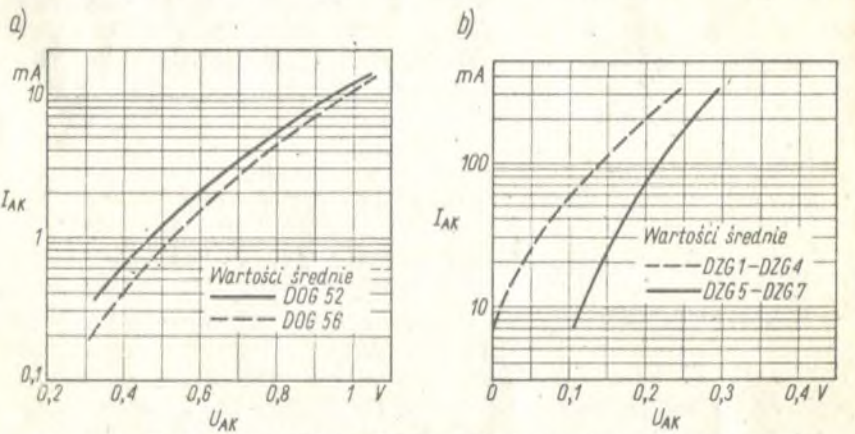
Diody Zenera służą do stabilizacji napięć stałych w zasilaczach o wysokiej jakości. Ze względu na ich znaczną pojemność własną, zależną od wartości napięcia polaryzacji, są one stosowane również przez radioamatorów do elektronowego strojenia obwodów wejściowych i heterodyny, zamiast tradycyjnych kondensatorów nastawnych. Produkowane są specjalne typy diod (np. BA 124) tzw. warikapów o zmianie pojemności ok. 50 pF. Stosuje się je w głowicach dla zakresu fal ultrakrótkich do strojenia wzmacniacza wejściowego i heterodyny.

Dopuszczalny zakres temperatury otoczenia dla diod germanowych wynosi od -40 do $+50°C$, a dla diod krzemowych od -40 do $+70°C$.

Do podstawowych parametrów charakteryzujących pracę diod należą:

$I_{AK\ max}$ — maksymalny prąd przewodzenia
$U_{KA\ max}$ — maksymalne napięcie wsteczne
U_{AK} — spadek napięcia anoda-katoda
$I_{KA\ max}$ — maksymalny prąd wsteczny
f_g — częstotliwość graniczna
C_d — pojemność diody

Na rysunku 31 przedstawiono charakterystyki prądowo-napięciowe wybranych diod powszechnie stosowanych typów. Z charakterystyk tych możemy odczytać wartość spadku napię-



Rys. 31. Charakterystyki prądowo-napięciowe diod: a) ostrzowych; b) złączowych

cia na diodzie przy przewodzeniu prądu o znanej wartości lub odwrotnie. Diody są oznaczane nadrukiem na ich obudowie. Nadruk zawiera symbol diody, typ i datę produkcji. Grot strzałki symbolu na obudowie wskazuje katodę i kierunek przepływu

Tablica 22

PODSTAWOWE PARAMETRY TECHNICZNE OSTRZOWYCH DIOD GERMANOWYCH STOSOWANYCH PRZEZ PRZEMYSŁ W UKŁADACH DETEKCYJNYCH

Typ diody	Dopuszczalne wartości eksploatacyjne			$I_{KA\ max}$ [mA] przy U_{KA} [V]	$I_{AK\ min}$ [mA] przy U_{AK} [V]	C_d [pF]	Producent
	$U_{KA\ max}$ [V]	$I_{AK\ max}$ [mA]	f_g [MHz]				
DOG 52	30	16	100	0,25/10	10/1	1	TEWA
DOG 56	—	16	100	0,5 /50	5/1	1	TEWA
Д2 B	40	25	150	0,26/30	10/1	1÷2	ZSRR
Д9 B	30	20	40	0,25/30	10/1	5	ZSRR
OA 79	30	35	—	0,15/30	10/1	—	PHILIPS
OA 95	90	50	—	0,11/75	30/1	—	PHILIPS

prądu przewodzenia. W przypadku braku nadruku katoda jest oznaczona kolorem czerwonym. W tablicy 22 ujęto dane techniczne ostrzowych diod germanowych, często stosowanych w odbiornikach krajowych i zagranicznych, natomiast w tablicy 23 — dane techniczne germanowych diod złączowych typu DZG i diod krzemowych typu DK. Aby zapewnić odprowadzanie ciepła, należy montować diody krzemowe na płytkach z blachy aluminiowej o grubości około 1,5 mm i powierzchni minimum 5 cm².

Podstawowymi parametrami diod Zenera są:

I_z — prąd stabilizacji,
U_z — napięcie stabilizacji,
P_{max} — maksymalna moc strat.

W tablicy 24 podano wartości tych parametrów dla wybranych pod względem wartości napięcia stabilizacji diod Zenera produkcji krajowej. Wartości P_{max} dotyczą warunków pracy diod z chłodzeniem naturalnym przy temperaturze złącza 25°C. Diody typu DZ 42 przy pracy z aluminiową płytką chłodzącą o rozmiarach 100×100×2 mm dopuszczają $P_{max}=6$ W. Moc ta maleje ze wzrostem temperatury złącza i osiąga wartość zero watów przy temperaturze 150°C. Pierwsze dwie litery w symbolu oznaczają, że jest to dioda Zenera. Następujące po nich cyfry wskazują moc maksymalną: 1 — $P_{max} \leqslant 300$ mW, cyfry 42 — 300 mW $\leqslant$ $\leqslant P_{max} \leqslant 5$ W. Następna z kolei litera oznacza tolerancję napięcia Zenera: C — ±5%, D — ±10%. Podana wartość I_z dotyczy warunków pomiaru. W czasie eksploatacji maksymalny prąd stabilizacji $I_{z\ max}$ nie może być większy od stosunku $\frac{P_{max}}{U_z}$.

Tablica 23

PODSTAWOWE PARAMETRY TECHNICZNE ZŁĄCZOWYCH DIOD GERMANOWYCH I KRZEMOWYCH PRZEZNACZONYCH DO UKŁADÓW PROSTOWNICZYCH

Typ diody	Dopuszczalne wartości eksploatacyjne			$I_{KA\ max}$ [mA] przy U_{KA} [V]	$I_{AK\ min}$ [mA] przy U_{AK} [V]	C_d [pF]	Producent
	$U_{KA\ max}$ [V]	$I_{AK\ max}$ [mA]	f_g [kHz]				
DZG 1	50	300	50	0,5/50	300/0,5	25	TEWA diody germanowe
DZG 2	100	300	50	0,5/100	300/0,5	25	
DZG 3	150	300	50	0,5/150	300/0,5	25	
DZG 4	200	300	50	0,5/200	300/0,5	25	
DZG 5	300	100	50	0,3/300	100/0,3	25	
DZG 6	350	100	50	0,3/350	100/0,3	25	
DZG 7	400	100	50	0,3/400	100/0,3	25	
DK 60	300	600	—	0,01/300	600/1,2	—	TEWA diody krzemowe
DK 61	500	600	—	0,01/500	600/1,2	—	
DK 62	700	600	—	0,01/700	600/1,2	—	
DK 63	100	600	—	0,01/100	600/1,2	—	

Tablica 24

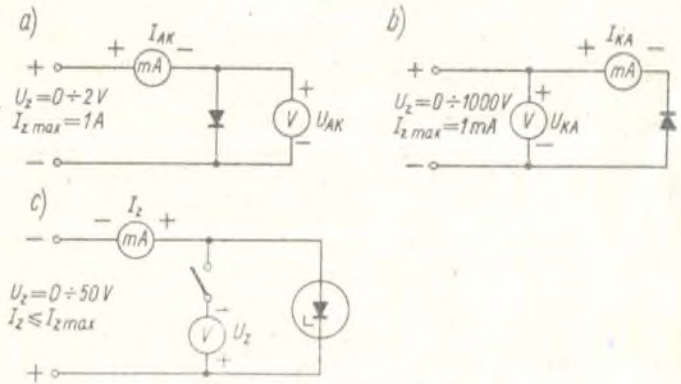
PODSTAWOWE DANE TECHNICZNE KILKU TYPÓW DIOD ZENERA PRODUKCJI KRAJOWEJ

Typ diody	U_z [V]	I_z [mA]	P_{max} [W]
BZ 1/C 4V7	4,4 ÷ 5,0	5	0,25
BZ 1/C 6V6	5,8 ÷ 6,6	5	0,25
BZ 1/C 9V1	8,5 ÷ 9,6	5	0,25
BZ 1/C 12	11,4 ÷ 12,8	5	0,25
BZ 1/C 24	22,8 ÷ 25,6	5	0,25
DZ 42D 6V8	6,0 ÷ 7,5	50	1,2
DZ 42D 10	8,8 ÷ 11,0	50	1,2
DZ 42D 12	10,7 ÷ 13,4	50	1,2

2.4.2. POMIARY I SPRAWDZANIE

Niesprawności diody objawiają się małą wartością prądu przewodzenia, albo dużą wartością prądu wstecznego w stosunku do danych katalogowych. Spotykane uszkodzenia polegają na zwarciu anoda-katoda, przerwie w diodzie lub urwaniu końcówek przy wyprowadzeniu z obudowy. Większość tych niesprawności może być spowodowana przegrzaniem diody w czasie lutowania końcówek lub sąsiednich elementów. Niesprawności te mają charakter nieodwracalny i uszkodzoną diodę należy zastąpić nową.

W celu sprawdzenia diody na prąd przewodzenia i prąd wsteczny według danych katalogowych, montujemy układ złożony z zasilacza prądu stałego, badanej diody i dwu mierników



Rys. 32. Układ do pomiaru parametrów diody: a) prąd przewodzenia, spadek napięcia na diodzie; b) prąd wsteczny; c) napięcie Zenera

(rys. 32). Pomiaru dokonujemy w temperaturze otoczenia 25°C, unikając dotykania diody palcami, zwłaszcza przy pomiarze prądu wstecznego. Do układu nie wolno wprowadzić diody zwartej, gdyż może to spowodować uszkodzenie miliamperomierza. Dlatego już wcześniej należy zbadać diodę omomierzem, czy nie jest zwarta.

2.5. TRANZYSTORY

2.5.1. ZASADY DZIAŁANIA, PODZIAŁ I PARAMETRY TRANZYSTORÓW

Tranzystor jest półprzewodnikowym elementem wzmacniającym, wykonanym z monokryształu germanu lub krzemu, w którym w drodze odpowiedniego procesu technologicznego wytworzono obszary o przewodnictwie typu p i n (rys. 33). Każdy z ob-

Tablica 25

DANE OGÓLNE TRZECH PODSTAWOWYCH UKŁADÓW TRANZYSTORA

Układy	*WE*	*WB*	*WK*
Opór wejściowy	10 Ω ÷ 10 kΩ	kilkadziesiąt omów ($1/\beta$ razy wartość dla *WE*)	kilkaset kiloomów (β razy opór obciążenia)
Opór wyjściowy	kilkadziesiąt kiloomów	kilkaset kiloomów (β razy wartość dla *WE*)	kilkadziesiąt do kilkuset omów ($1/\beta$ razy opór wewnętrzny źródła sterującego)
Wzmocnienie prądowe	10 ÷ 200	niewiele poniżej 1	10 ÷ 200
Wzmocnienie napięciowe	kilkaset do kilku tysięcy razy	kilkaset do kilku tysięcy razy	niewiele poniżej 1
Wzmocnienie mocy	$10^3 \div 10^4$	$10^2 \div 10^3$	10 ÷ 200
Częstotliwość graniczna	—	około β razy większe niż w układzie *WE*	—

Tablica 26

PODSTAWOWE PARAMETRY TRANZYSTORÓW MAŁEJ MOCY, MAŁEJ CZĘSTOTLIWOŚCI W TEMPERATURZE OTOCZENIA 25°C

Typ	$U_{KE\ max}$ [V]	$I_{K\ max}$ [mA]	$P_{K\ max}$ [mW]	I_{KE0} [μA]	β	f_α [MHz]	Producent
TG 2	15	10	75	≤400	20 ÷ 80	0,6	TEWA
TG 3A	15	10	75	≤400	80 ÷ 120	1	
TG 4	15	10	75	≤250	20 ÷ 50	0,6	
TG 5	30	10	75	≤400	25 ÷ 80	0,8	
OC 70	30	10	125	≤325	21 ÷ 65	15 kHz	f_β Philips
OC 71	30	10	125	≤150	47 ÷ 75	47 ÷ 75	
П 5Д	10	10	25	≤300	≥25	≥0,3	ZSRR
П 10	15	20	150	≤300	15 ÷ 30	1,3	*n-p-n*
П 13	15	20	150	≤300	10 ÷ 50	1,0	
П 13А	15	20	150	≤750	30 ÷ 100	0,8	
П 13Б	15	20	150	≤300	20 ÷ 60	0,8	
П 14	15	20	150	≤375	20 ÷ 40	1,5	
П 15	15	20	150	≤450	30 ÷ 60	2,5	
П 15А	15	20	150	≤750	50 ÷ 100	2,0	

Warunki pomiarów: $I_{KE\ 0}$ przy $U_{KE} = 5$ V; β i f_α przy $U_{KE} = 5$ V; $I_K = 1$ mA; $U_{KE\ max}$ przy $R_{\partial E} = 1$ kΩ.

Tablica 27

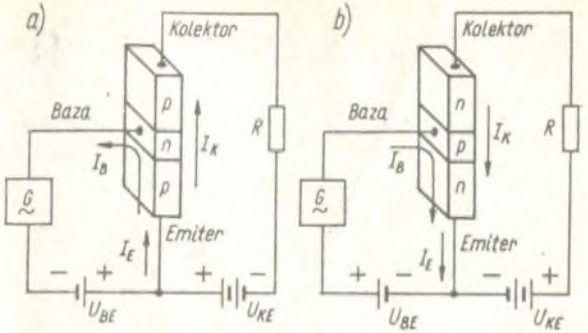
PODSTAWOWE PARAMETRY TRANZYSTORÓW MAŁEJ MOCY, ŚREDNIEJ, WIELKIEJ I BARDZO WIELKIEJ CZĘSTOTLIWOŚCI W TEMPERATURZE OTOCZENIA 25°C

Typ	$U_{KE\,max}$ [V]	$I_{K\,max}$ [mA]	$P_{K\,max}$ [mW]	I_{KE0} [μA]	β	f_α [MHz]	Producent
TG 10	15	5	75	$\leqslant 600$	$\geqslant 20$	$\geqslant 3$	TEWA
TG 20	15	5	75	$\leqslant 800$	$\geqslant 20$	$\geqslant 7$	
TG 38	15	10	50	—	—	20[1]	
TG 39	15	10	50	—	—	20[1]	
TG 37	15	10	50	—	—	40[1]	
TG 40	15	10	50	—	—	40[1]	
OC 45	15	5	80	$\leqslant 40$	$25 \div 125$	$3 \div 12$	Philips $U_{BE} \leqslant 0{,}5$V
OC 44	15	5	80	$\leqslant 75$	$45 \div 225$	$7{,}5 \div 30$	
OC 170	20	10	60	—	80	70	
AF 102	25	10	50	—	—	260	
AF 124	32	10	60	—	—	100	
П 15	10	10	150	$\leqslant 15$	$\geqslant 19$	2	ZSRR
П 401	10	10	100	$\leqslant 10$	$\geqslant 16$	30	
П 402	10	10	100	$\leqslant 5$	$\geqslant 16$	60	
П 411A	6	20	100	$\leqslant 2$	$\geqslant 100$	400[1]	
П 422	10	10	50	—	$24 \div 100$	60[1]	
П 423	10	10	50	—	$24 \div 100$	120[1]	
Warunki pomiaru	$R_{BE} \leqslant$ $\leqslant 1$ kΩ	—	20°C	—		$U_{KB}=6$V $I_E=1$mA f_T[1]	

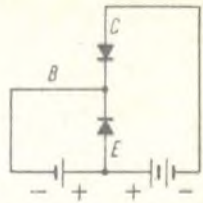
[1] f_T — częstotliwość, przy której tranzystor może być zastosowany w układzie generatora w.cz.

szarów stanowi jedną elektrodę tranzystora. Aby tranzystor mógł wzmacniać lub generować, należy doprowadzić na jego elektrody napięcia stałe ze źródła zasilania. Traktując tranzystor jako dwie połączone razem diody: emiter-baza i baza-kolektor [1] (rys. 34) można w prosty sposób wyjaśnić zasadę jego pracy. Dioda emiter-baza jest spolaryzowana w kierunku przewodzenia, a dioda baza-kolektor — w kierunku wstecznym, tak jak się to odbywa w rzeczywistych warunkach pracy. Również napięcie U_{KE} jest dużo większe od napięcia U_{BE}. Prąd płynie swobodnie w obwodzie baza-emiter, natomiast w obwodzie kolektor-emiter przepływ prądu wydaje się niemożliwy. Wyobraźmy sobie jednak, że obszar bazy, którym są katody obu diod, zmniejsza swą grubość. Wówczas w obszarze tym wzrasta natężenie pola elektrycznego wytworzone przez napięcie U_{KE}. Przy pewnej grubości obszaru bazy natężenie pola elektrycznego jest tak duże, że kolektor przechwytuje prawie cały prąd płynący

[1] Do oznaczania kolektora jest również stosowana (zwłaszcza w literaturze zagranicznej) litera *C*.



Rys. 33. Konstrukcja tranzystora warstwowego: a) typ *p-n-p*; b) typ *n-p-n*



Rys. 34. Symboliczne przedstawienie tranzystora *p-n-p* w postaci dwu diod *E-B* i *B-K*

z emitera do bazy. Zmiany napięcia U_{BE}, a tym samym prądu bazy, wywierają silny wpływ na wartość prądu kolektora. Zwykle ponad 95% prądu emitera płynie do kolektora, a pozostała część tworzy prąd bazy. Przyjmując obwód baza-emiter za wejś-

Tablica 28

PODSTAWOWE PARAMETRY TRANZYSTORÓW ŚREDNIEJ

Typ	$-U_{KE\,max}$ [V]	Przy R_{BE} [Ω]	$-I_{KM\,max}$ [A]	$-I_{KM\,max}$ [A]	Chłodzenie P_{max} naturalne [W]	Chłodzenie P_{max} radiator [W]	Radiator, materiał, rozmiary [cm]
TG 50	30	⩽700	0,15	0,25	0,175	—	—
TG 51	60	—	0,15	0,25	0,175	—	—
TG 52	30	⩽700	0,15	0,25	0,175	—	—
TG 53	15	0	0,15	0,25	0,175	—	—
TG 55	30	0	0,15	0,25	0,175	—	—
TG 60	30	0	—	1,5	0,5	—	—
AD 365	30	—	1,5	—	0,5	—	—
TG 70	30	⩽300	1,5	3,0	1,7	7,5	Al. 15×15×0,3
TG 71	20	—	1,5	3,0	1,7	7,5	Al. 15×15×0,3
TG 72	60	0	1,5	3,0	1,7	7,5	Al. 15×15×0,3
OC 16	30	⩽500	1,5	3,0	6,0	—	—
OC 30	16	⩽500	—	1,4	0,9	—	—
OC 72	32	⩽1000	0,125	0,25	0,125	0,165	Al. 12,5 cm²
П 25	60	—	0,02	—	0,2	—	—
П 201A	30	—	1,5	—	1,0	—	—
П 202	55	—	2,0	—	1,0	—	—

ciowy, a obwód kolektor-emiter za wyjściowy widzimy, że możliwe jest uzyskanie zwiększenia mocy w układzie wzmacniacza tranzystorowego.

Przyjął się podział tranzystorów na grupy w zależności od dopuszczalnej mocy strat i zakresu częstotliwości pracy. Rozróżniamy tranzystory małej mocy ($\leqslant$ 150 mW), średniej mocy (150 mW$\div$1 W) oraz dużej mocy ($\geqslant$ 1 W).

W zależności od częstotliwości — grupy tranzystorów małej częstotliwości ($\leqslant$3 MHz), średniej (3$\div$30 MHz), wielkiej (30$\div$120 MHz) oraz bardzo wielkiej częstotliwości ($\geqslant$ 120 MHz).

Przyjmując dla obwodu wejściowego i wyjściowego jedną z trzech elektrod tranzystora za wspólną, otrzymujemy układ podstawowy: o wspólnej bazie *WB*, wspólnym emiterze *WE* lub wspólnym kolektorze *WK*. Powszechnie jest stosowany układ *WE*. Zapewnia on największe wzmocnienie mocy i największą stabilność pracy. Poważną wadą układu *WE* jest znaczne ograniczenie zakresu częstotliwości pracy w porównaniu z układem *WB*. Dlatego układ *WB* jest stosowany jako wzmacniacz, przede

I DU ŻEJ MOCY M.CZ. W TEMPERATURZE OTOCZENIA 25°C

$-I_{KE\,0}$ [mA]	Przy $-U_{KE}$ [V]	β	Przy $\frac{U_{KB}\,[V]}{I_E\,[A]}$	f_α [MHz]	Przy $\frac{U_{KB}\,[V]}{I_K\,[A]}$	Producent
$\leqslant$0,4	6,0	30$\div$120	6,0/0,01	$\geqslant$0,3	6,0/0,01	TEWA
		$\geqslant$20	1,0/0,125			
$\leqslant$0,3	6,0	15$\div$120	0,7/0,25	$\geqslant$0,3	6,0/0,01	
$\leqslant$0,6	6,0	$\geqslant$15	0,7/0,25	$\geqslant$0,3	6,0/0,01	
$\leqslant$0,4	6,0	30$\div$120	0,7/0,01	$\geqslant$0,3	6,0/0,01	
$\leqslant$0,3	6,0	30$\div$120	6,0/0,01	$\geqslant$0,3	6,0/0,01	
		$\geqslant$15	0,7/0,25			
—	—	20$\div$120	6,0/0,1	$\geqslant$0,1	6,0/0,1	
		$\geqslant$12	1,0/1,0			
—	—	—	—	$\geqslant$0,1	—	
$\leqslant$2,5	14,0	16$\div$90	7,0/0,3	$\geqslant$0,1	7,0/0,3	
		$\geqslant$6,5	1,0/3,0			
$\leqslant$2,5	14,0	—	—	$\geqslant$0,1	—	
$\leqslant$2,5	14,0	16$\div$120	6,0/0,3	$\geqslant$0,1	7,0/0,3	
		$\geqslant$6,5	1,0/3,0			
$<$2,5	14,0	$\geqslant$6,5	1,0/3,0	0,2	7,0/0,3	Philips
$<$1,0	14,0	22	1,0/1,5	0,3	7,0/0,1	
$<$0,3	6,0	$\geqslant$15	1,0/0,25	$\geqslant$0,35	6,0/0,01	
$\leqslant$0,7	60,0	10$\div$25	40,0	0,2		ZSRR
$\leqslant$5,0	30,0	$\geqslant$40	10,0	0,2	—	
$\leqslant$10,0	55,0	$\geqslant$20	10,0	0,2	—	

Tablica 29

PODSTAWOWE PARAMETRY TRANZYSTORÓW PRODUKCJI

Typ	Parametry podstawowe					Odpowiedniki	
	P_{max} 25°C [W]	f_T f_α [MHz]	$I_{K\,max}$ [mA]	$U_{KB\,max}$ [V]	$I_{KB\,0}$ przy U_{KB}=15 V U_{KB}= 5 V [μA]	Philips	Siemens
TG 2	0,075	0,6	10,0	15,0	15,0	OC 73	ACY 32
TG 3A	0,075	1,0	10,0	15,0	15,0	OC 75	AC 110
TG 4	0,075	0,6	10,0	15,0	10,0	OC 70	TF 65
TG 5	0,075	0,8	10,0	30,0	15,0	OC 71	AC 108
TG 8	0,075	0,7	10,0	60,0	15,0	—	—
TG 10	0,075	3,0	5,0	15,0	10,0	OC 45	—
TG 20	0,075	7,0	5,0	15,0	10,0	OC 44	TF 49
TG 38	0,05	20,0	10,0	15,0	8,0	AF 124	AF 114
TG 39	0,05	20,0	10,0	15,0	8,0	AF 124	AF 114
TG 37	0,05	40,0	10,0	15,0	8,0	AF 124	AF 114
TG 40	0,05	40,0	20,0	15,0	8,0	AF 124	AF 114
AF 416	0,05	40,0	20,0	20,0	8,0	AF 116	AF 136
AF 417	0,05	40,0	20,0	20,0	8,0	AF 116	AF 116
AF 514	0,05	150,0	20,0	15,0	10,0	AF 102	AF 106
AF 515	0,05	150,0	20,0	25,0	10,0	AF 102	AF 106
AF 535	0,06	500,0	20,0	20,0	—	—	AF 139
TG 50	0,175	0,3	150,0	30,0	20,0	OC 72	AF 120
TG 51	0,175	0,3	150,0	60,0	20,0	—	—
TG 52	0,175	0,3	150,0	30,0	20,0	OC 76	TF 66
TG 53	0,175	0,3	150,0	15,0	20,0	OC 72	AC 120
TG 55	0,175	0,3	150,0	30,0	20,0	OC 72	AC 120
AD 365	0,5	0,1	1 500	30,0	50,0	OC 30	TF 77
BF 504	0,25	100,0	50,0	15,0	2,0	BFY 10	—
BF 505	0,25	100,0	50,0	30,0	2,0	BFY 10	—
BF 506	0,25	100,0	50,0	45,0	2,0	BFY 10	—
TK 20	0,25	100,0	50,0	45,0	2,0	BFY 10	—
TG 48	0,225	—	30,0	25,0	10,0	—	AF 202
TG 70	1,7	0,1	1 500	30,0	100,0	OC 16	—
TG 71	1,7	0,1	1 500	20,0	100	OC 16	—
TG 72	1,7	0,1	1 500	60,0	100	OC 16	—

zagraniczne				Materiał i technologia	Zastosowanie	Planowany termin produkcji nowych typów
Telefunken	Hitachi	Toshiba	ZSRR			
OC 602	—	2S 14	П 13Б	Ge *p-n-p* stop.	wzm. m.cz.	—
OC 604	—	2S 14	П 13Б			—
OC 602	2SB 75	2S 14	П 13Б			—
OC 604	2SB 77	2SB-15	П 14		generator	—
—	—	—	—			—
OC 612	2N 218	2S 13	П 406			—
OC 613	2SA 81	2S 58	П 406		wzm. pośr.cz. generator	—
AF 137	—	—	П 401	Ge *p-n-p*.-dyf.		—
AF 137	—	—	П 403		wzm. pośr.cz. i w. cz.	—
AF 136	—	—	—			
AF 136	—	2SA 102	П 403			—
AF 136	2SA 350	—	—		wzm. pośr.cz. AM, FM	1967
AF 136	2SA 350	—	—			1967
AF 106	2SA 235	—	—	Ge *p-n-p* Mesa	wzm. w.cz.gen.	1967
AF 106	2SA 235	—	—			1968
AF 130	—	—	—		wzm. b.w.cz.	
AC 123	HS 170	2S 56	—	Ge *p-n-p* stop.	wzm. m.cz., śr. m.	
—	—	—	—			
AC 123	—	—	—			
AC 123	—	—	—			
OC 602sp	—	2SB 62	—			
OC 131	—	—	—	Ge *p-n-p* warstw.		
BC 107	—	—	—	Si *n-p-n* dyf. Mesa	wzm. w.cz.	
BC 107	—	—	—			1967
BC 107	—	—	—			1970
BC 107	—	—	—			
—	—	—	—	Ge *p-n-p* Mesa opit.		
OD 603	—	—	П 202	Ge *p-n-p*-stop.	wzm. m.cz. dużej mocy	
OD 603	—	—	П 202	Ge *p-n-p* stop.	wzm. in.cz. dużej mocy	
OD 603/50	—	—	П 202			

wszystkim w obwodach w.cz. i ultrawielkiej częstotliwości. Układ *WK* ma bardzo duży opór wejściowy, a najmniejszy ze wszystkich opór wyjściowy. Dlatego układ *WK* jest stosowany jako wtórnik emiterowy we wstępnych stopniach wzmacniaczy, np. dla mikrofonu krystalicznego.

W tablicy 25 ujęto dane ogólne trzech podstawowych układów tranzystora. Własności tranzystora są określane za pomocą liczbowych danych technicznych i charakterystyk prądowo-napięciowych. Podstawowe parametry, które mogą być stosowane w ciągłej pracy tranzystora, są następujące:

$U_{KE\,max}$ — maksymalne napięcie kolektor-emiter
$U_{KB\,max}$ — maksymalne napięcie kolektor-baza
$U_{EB\,max}$ — maksymalne napięcie emiter-baza
$I_{K\,max}$ — maksymalny prąd kolektora
$P_{K\,max}$ — maksymalna moc strat
$I_{KB\,0}$ — prąd zerowy kolektor-baza
$I_{KE\,0}$ — prąd zerowy kolektor-emiter
α, β — współczynnik wzmocnienia prądowego w układzie *WB* lub *WE*
f_α, f_β — częstotliwość graniczna w układzie *WB* lub *WE*

Wskutek niedoskonałej jeszcze technologii produkcji tranzystorów wykazują one duże rozrzuty wartości parametrów elektrycznych. Stąd też niekiedy i trudności napotykane przy uruchamianiu skonstruowanych urządzeń. W tablicach 26, 27 i 28 ujęto podstawowe parametry techniczne tranzystorów stosowanych powszechnie w radioodbiornikach krajowych i zagranicznych. Dane te mogą być pomocne przy dobieraniu punktu pracy, porównywaniu tranzystorów podobnej grupy a różnych producentów i przy sprawdzaniu ich jakości. W tablicy 29 zamieszczono dane techniczne tranzystorów przeznaczonych do wzmacniaczy i generatorów, a produkowanych przez zakłady *TEWA*, a ponadto ich najbliższe odpowiedniki zagraniczne. Na uwagę zasługują zapowiedziane tranzystory krajowe typu AF i BF, które będą przystosowane do pracy w zakresie fal krótkich i ultrakrótkich.

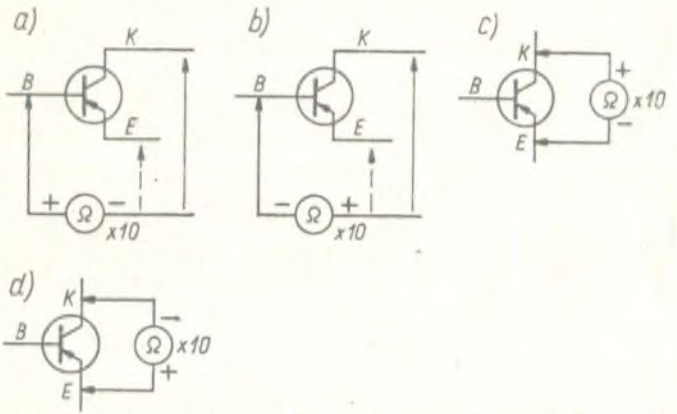
2.5.2. WYBÓR TYPU TRANZYSTORA

Do wykonywanego układu wybieramy taki typ tranzystora, jaki najbardziej odpowiada jego przeznaczeniu. Można przy tym kierować się danymi zawartymi w tablicy 29. Na wstępie należy sprawdzić według danych katalogowych, czy dopuszczalne napięcia, prądy i moc strat tranzystora nie będą przekroczone w danym układzie. Wskazane jest, aby maksymalne wartości napięć i prądów w punkcie pracy były około 1,5 raza mniejsze od war-

tości dopuszczalnych. Dla stopni wejściowych wybieramy tranzystory z małym współczynnikiem szumu oraz przystosowane do pracy przy małym prądzie i napięciu kolektora ($I_K \leqslant 0{,}5$ mA; $U_{KE} \leqslant 1{,}5$ V). Częstotliwość f_α powinna przewyższać 10÷20 razy maksymalną częstotliwość pracy układu; na przykład dla wzmacniacza pośr.cz. 465 kHz wybieramy tranzystory o $f_\alpha \approx 5 \div 10$ MHz.

2.5.3. POMIARY I SPRAWDZANIE TRANZYSTORÓW

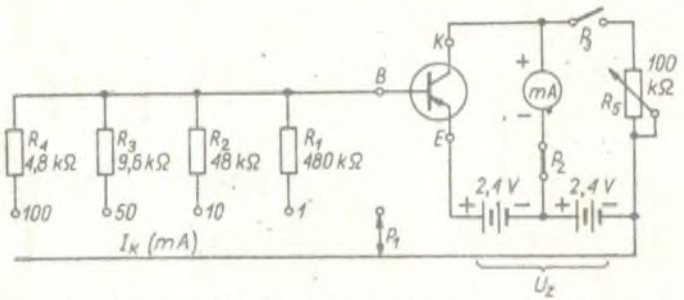
Niesprawności tranzystora objawiają się zwarciem albo przerwą złącza *BE*, *BK*, *EK*, wzrostem prądu zerowego kolektora lub zmniejszeniem współczynnika wzmocnienia prądowego β. Przerwę i zwarcie złącza można wykryć omomierzem (rys. 35). Jeżeli omomierz ma baterię o napięciu powyżej 1,5 V, to metodą tą nie



Rys. 35. Sprawdzanie tranzystorów *p-n-p* omomierzem: a) opór w kierunku zaporowym *B-E*, *B-K* 100 kΩ; b) opór w kierunku przewodzenia *B-E*, *B-K* 1 000 Ω; c), d) opór złącza *K-E* 100 kΩ

wolno sprawdzać oporu w kierunku zaporowym *B-E* tranzystorów dyfuzyjnych typu OC 170. W przypadku tranzystorów *n-p-n* należy zmienić biegunowość omomierza. Jeżeli tranzystor nie wykazuje zwarć, kontrolujemy wartość prądu początkowego kolektora $I_{KE\,0}$ oraz współczynnika wzmocnienia prądowego β w układzie przedstawionym na rysunku 36. Pozycja zestyków na rysunku odpowiada pomiarowi $I_{KE\,0}$. Miliamperomierz powinien mieć kilka zakresów odpowiadających wartościom prądu kolektora podanego dla poszczególnych pozycji przełącznika P_1. Przed rozpoczęciem pomiaru miliamperomierz ustawiamy na największy zakres prądowy. Przyjęto, że pomiaru dokonuje się dla wartości

prądu $I_K = 1$; 10; 50 lub 100 mA w zależności od typu tranzystora oraz że taki prąd kolektora będzie płynął wówczas, gdy współczynnik β badanego tranzystora będzie wynosił 100. Przy tym założeniu można obliczyć prąd bazy $I_B = \frac{I_C}{\beta}$, oraz wartość oporu $R_1 \ldots R_4$ jako stosunek $\frac{U_z}{I_B}$. Przed pomiarem należy połączyć zestyki przełącznika P_3 i za pomocą opornika R_5 ustawić wskazówkę miernika na początek podziałki. W ten sposób następuje kompensacja prądu I_{KE0}. Miernik i przełącznik P_1 ustawiamy na zakres I_K, przy którym chcemy mierzyć wartość β. Wartość tę odczytujemy z podziałki miernika pamiętając, że $\beta = 100$ wówczas, gdy I_K jest równy wartości odpowiadającej wybranej pozycji przełącznika P_1. Jeżeli miernik wskazuje połowę tej wartości, to $\beta = 50$; jeśli jedną czwartą, to $\beta = 25$ itd. Należy pamiętać, że tranzystory małej mocy można sprawdzać przy $I_K = 1$ i 10 mA.

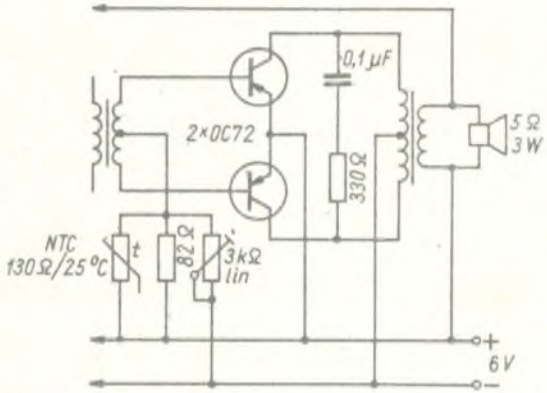


Rys. 36. Prosty układ do pomiaru I_{KE0} oraz β tranzystorów małej, średniej i dużej mocy

Pomiar β przy większych wartościach I_K dotyczy tranzystorów średniej ($I_K = 10$ i 50 mA) i dużej mocy ($I_K = 50$ i 100 mA). Pomiar β dla dwu wartości prądu kolektora wykonujemy przy łączeniu w pary tranzystorów dla wzmacniaczy przeciwsobnych klasy B. Dwa tranzystory stanowią parę, jeżeli stosunek wartości ich współczynników wzmocnienia prądowego $\beta_I/\beta_{II} \leqslant 1{,}3$. Zależność ta powinna być spełniona oddzielnie dla dolnej i górnej wartości prądu kolektora. Tranzystory z dwu różnych par wcale nie muszą stanowić pary. Gdy ulega uszkodzeniu tranzystor stopnia końcowego, należy wymienić daną parę albo dobrać nowy za pomocą układu przedstawionego na rysunku 36. Przez pomiar napięć i prądów w obwodach E, B i K możemy również sprawdzić tranzystor w odbiorniku. Sposoby takich pomiarów kontrolnych, mające na celu sprawdzenie, czy uprzednio zbadany tranzystor nie został uszkodzony, omówione są w rozdz. 4.

2.6. TERMISTORY

Termistorami nazywamy oporniki półprzewodnikowe, których opór wydatnie maleje przy wzroście temperatury otoczenia. Dzięki tej własności termistory znalazły zastosowanie w przyrządach pomiarowych i układach automatyki, a w odbiornikach tran-



Rys. 37. Schemat wzmacniacza mocy 200 mW z kompensacją temperaturową

zystorowych — w obwodach kompensacji temperaturowej wzmacniaczy m.cz. Termistor przytwierdza się mechanicznie do korpusu tranzystora i włącza od strony masy w obwód dzielnika oporowego napięcia polaryzacji bazy (rys. 37). Jeżeli temperatura

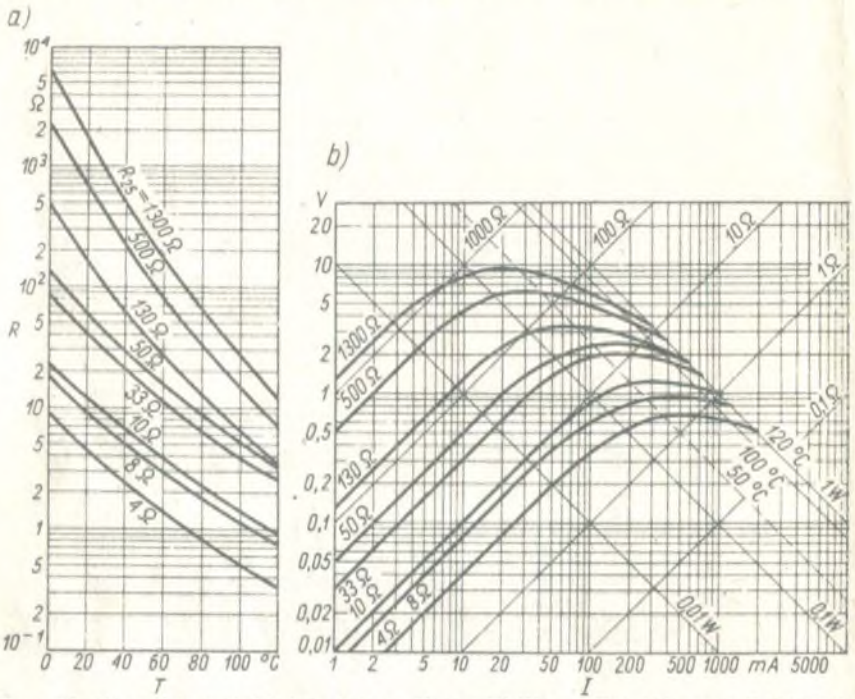
Tablica 30

DANE TECHNICZNE TERMISTORÓW STOSOWANYCH W ODBIORNIKACH TRANZYSTOROWYCH

Typ termistora	Zakres oporu [Ω]	P_{str} [mW]	Zakres temperatur pracy [°C]	Producent
MMT-8	1÷1 000	10	od −40 do +60	ZSRR
MMT-9	10÷5 000	10	od −60 do +120	ZSRR
B8 32001A	2,2÷1 300[1]	maks. 1 000	maks. 120	Philips
E 201ZZ	4÷1 300[1]	500	maks. 100	Philips

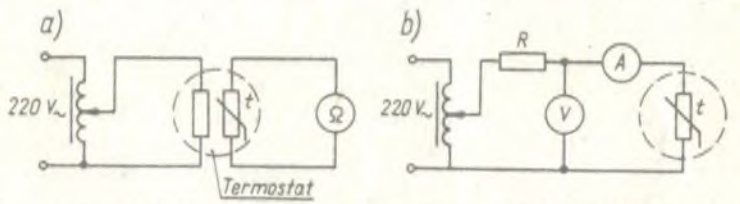
[1] Przy temperaturze 25°C.

otoczenia wzrasta, to napięcie polaryzacji bazy maleje, gdyż wówczas zmniejsza się wartość oporu termistora. Prąd bazy również maleje, powodując kompensację wzrostu prądu kolektora



Rys. 38. Charakterystyki termistora firmy Philips NTC-130 typu B832001A/ /130E: a) opór — temperatura; b) napięcie — prąd

i mocy strat w zależności od zmian temperatury. W praktyce kompensacja dla tranzystorów germanowych warstwowych jest wystarczająca, gdy obwód z termistorem powoduje zmiany po-



Rys. 39. Układ do sprawdzania i pomiarów termistora

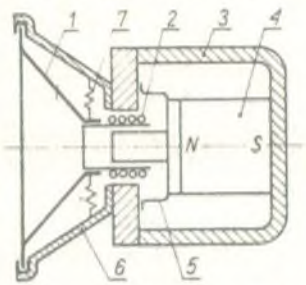
tencjału bazy o 2,6 mV/1°C. Dla uzyskania takiej zmiany napięcia przyłącza się równolegle do termistora odpowiedniej wartości opornik czynny.

Ważniejsze parametry termistora to opór w temperaturze pokojowej, dopuszczalna moc strat i zakres temperatury pracy. Rysunek 38 przedstawia podstawowe charakterystyki termistora stosowanego powszechnie w odbiornikach tranzystorowych. Skrót *NTC* oznacza ujemny współczynnik temperaturowy termistora.

Termistory produkuje się w postaci dysków, wałków i płytek o miniaturowych rozmiarach. Dane techniczne termistorów częściej stosowanych w układach odbiorników są ujęte w tablicy 30. Pomiar lub sprawdzanie parametrów termistora wykonuje się w jednym z układów przedstawionych na rysunku 39.

2.7. GŁOŚNIKI I SŁUCHAWKI

Głośniki i słuchawki służą do przetwarzania energii elektrycznej na akustyczną. Mogą one spełniać również odwrotną funkcję, służąc jako mikrofon. Powszechne zastosowanie znalazły głośniki magnetyczne o ruchomej cewce, zwane popularnie głośnikami dynamicznymi. Cewka takiego głośnika jest połączona mechanicznie z membraną i umieszczona w szczelinie magnesu trwa-



Rys. 40. Głośnik magnetyczny o ruchomej cewce
1 — membrana; *2* — cewka drgająca; *3* — obwód magnetyczny; *4* — magnes; *5* — ochrona szczeliny; *6* — korpus, kosz; 7 — resor

łego (rys. 40). Jeżeli przez cewkę płynie prąd o częstotliwości akustycznej, to wskutek oddziaływania pola magnetycznego w szczelinie na pole magnetyczne cewki powstaje siła mechaniczna, która wprowadza w ruch membranę. Membrana drgając promieniuje do otoczenia energię akustyczną w postaci fal dźwiękowych.

2.7.1. PODSTAWOWE PARAMETRY

Do podstawowych wielkości charakteryzujących głośniki należą: moc znamionowa, użyteczne pasmo częstotliwości, opór cewki drgającej dla prądu o częstotliwości 1 kHz oraz gabaryty.

Tablica 31

NIEKTÓRE DANE TECHNICZNE GŁOŚNIKÓW PRODUKCJI KRAJOWEJ

Dane techniczne	Typ głośnika				
	GD 5/0,2	GD 7/0,2	GD 9/0,5	GD 12,5/1,5	MGD-2
Moc znamionowa [VA]	0,2	0,2	0,5	1,5	0,15
Użyteczne pasmo częstotliwości [Hz]	od 400 do 4 000	od 300 do 4 500	od 300 do 8 000	od 140 do 12 000	od 500 do 3 000
Opór cewki drgającej dla prądu o częstotliwości 1 kHz [Ω]	8±1,2	40±4	4±0,4	6±0,6	przy 2 kHz 40 lub 6
Średnica korpusu [cm]	5	7	9	12,5	4,9
Wysokość głośnika [cm]	2,3	2,8	5,4	—	2,4
Zastosowanie	*Migo, Tramp*	*Koliber*	*Szarotka*	*Wisła*	Dyktafon

Moc znamionowa głośnika jest to wartość elektrycznej mocy pozornej, na którą głośnik został zbudowany i którą może być obciążony w sposób trwały.

Użyteczne pasmo częstotliwości głośnika obrazuje jego możliwości przenoszenia. Jest to takie pasmo częstotliwości, w którym charakterystyka przenoszenia mieści się w ustalonym dla danego typu głośnika zakresie tolerancji.

Niektóre wybrane dane techniczne głośników produkcji krajowej są ujęte w tablicy 31. Mikrofonogłośnik typ MGD 2 jest uniwersalnym przetwornikiem elektroakustycznym. Może on pracować jako mikrofon lub głośnik. Jest stosowany w urządzeniach dyspozytorskich i dyktafonach. W tablicy 32 podano wartość oporu uzwojenia wkładek słuchawkowych, przeznaczonych do aparatów telefonicznych. Pasmo przenoszenia wymienionych

Tablica 32

WARTOŚĆ OPORU *R* WKŁADEK SŁUCHAWKOWYCH DO APARATÓW TELEFONICZNYCH

Typ	N-641	N49-1	N49-2	N49-3	N49-4	N56S-1	N56S-2
R [Ω]	150	150	54	320	150	120	54

słuchawek wynosi 300÷3 400 Hz. Rozmiary zewnętrzne wynoszą w przybliżeniu: średnica 49 mm, wysokość 20 mm. Producentem wymienionych przetworników są zakłady „Tonsil" we Wrześni.

2.7.2. NIESPRAWNOŚCI GŁOŚNIKÓW

W czasie eksploatacji może nastąpić uszkodzenie głośnika powodujące całkowity zanik odtwarzania, zakłócenia pracy lub nadmierne zniekształcenia. Niesprawność objawiająca się zanikiem odtwarzania może być spowodowana przerwą przewodu nawojowego cewki lub przerwą w doprowadzeniu do łączówki. Jeżeli przerwa występuje w cewce, należy wymienić membranę wraz z cewką na nową. Można również, po odklejeniu membrany, odwinąć uszkodzony przewód korpusu i nowym przewodem o tej samej średnicy wykonać identyczne uzwojenie. Podczas klejenia cewkę należy centrować w szczelinie za pomocą pasków np. błony fotograficznej. Jeżeli podczas odtwarzania występują silne osłabienia dźwięku, to przyczyną takiego niedomagania mogą być np. zwarte zwoje w cewce lub znacznie rozcentrowany obwód magnetyczny (gdy jest skręcany wkrętami). Usunięcie usterki sprowadza się w pierwszym przypadku do wymiany cewki, w drugim natomiast do wymontowania membrany, wycentrowania układu magnetycznego i wklejenia drugiej membrany. Jeżeli głośnik silnie zniekształca, wprowadza dodatkowe zakłócenia i brzęczenia, to przyczyną tej usterki może być: tarcie cewki w szczelinie (wymienić kompletną membranę na nową), zanieczyszczenia w szczelinie (wyklejć membranę i oczyścić szczoteczką lub strumieniem powietrza), odklejony resor lub membrana, zniszczona membrana (wymienić kompletną membranę na nową). W tablicy 33 zamieszczono dane techniczne cewek drgających, które mogą być pomocne przy naprawie głośników.

Tablica 33

DANE TECHNICZNE CEWEK DRGAJĄCYCH STOSOWANYCH W NIEKTÓRYCH TYPACH GŁOŚNIKÓW

Typ głośnika	Średnica cewki [mm]		DNE średnica [mm]	Liczba zwojów	Liczba zwojów w poszczególnych warstwach			
	wewnętrzna	zewnętrzna			*I*	*II*	*III*	*IV*
GD 7/0,2	12,3	13,21	0,07	182	47	46	45	44
GD 9/0,5	12,35	13,25	0,12	55	28	27	—	—
GD 12,5/1,5	12,39	13,2	0,1	59	30	29	—	—

2.7.3. POMIARY I SPRAWDZANIE GŁOŚNIKÓW

Przed wmontowaniem głośnika do układu należy sprawdzić, czy nie jest on uszkodzony. W tym celu wystarczy zmierzyć omomierzem opór $R_{gł}$ uzwojenia cewki głośnika. Wartość oporu dla prądu zmiennego można przyjąć w przybliżeniu $Z_{gł} = 1{,}25\ R_{gł}$. Pomiaru $Z_{gł}$ można dokonać metodą techniczną. Do głośnika doprowadzamy znane napięcie z generatora akustycznego o częstotliwości 1 kHz i amperomierzem mierzymy prąd dopływający do głośnika. Dzieląc wartość napięcia przez wartość prądu otrzymujemy wartość $Z_{gł}$.

2.8. ŹRÓDŁA ZASILANIA

Źródłem energii elektrycznej do zasilania tranzystorowych odbiorników przenośnych w przypadku niemożności korzystania z sieci elektroenergetycznej są baterie i akumulatory o zmniejszonych rozmiarach zewnętrznych. Poza tym źródłem zasilania mogą być zasilacze sieciowe z prostownikami i elementami filtracji tętnień. Ogólnymi parametrami elektrycznymi źródeł zasilania są: napięcie początkowe, prąd znamionowy i pojemność.

2.8.1. BATERIE I AKUMULATORY

Napięcie początkowe ogniwa manganowo-cynkowego niezależnie od jego rozmiarów wynosi 1,5 V, natomiast ogniwa kadmowo-niklowego około 1,25 V. Przy szeregowym składaniu ogniw w baterię (akumulator) można uzyskać źródła o napięciu będącym wielokrotnością napięcia 1,5 lub 1,25 V. W miarę zużywania baterii napięcie początkowe maleje.

Wartość napięcia, jaką przyjmiemy dla odbiornika, zależy od mocy wyjściowej stopnia końcowego wzmacniacza m.cz. Maksymalny prąd rozładowania zależy od typu baterii lub akumulatora. Jeśli wielkość ta nie jest podana na etykiecie źródła zasilania, to można ją obliczyć z prawa Ohma, jeżeli znamy najmniejszy dopuszczalny opór obciążenia. Dla odbiornika wybieramy źródło, którego maksymalny prąd rozładowania jest około dwukrotnie większy od prądu obciążenia. Prąd obciążenia pobierany przez radioodbiornik jest sumą średniej wartości prądu kolektora tranzystorów wszystkich stopni oraz prądów płynących w oporowych dzielnikach napięcia, obciążających źródło zasilania. Głównym konsumentem prądu w odbiorniku jest stopień końcowy wzmacniacza m.cz. W klasie A średnia wartość prądu pobieranego ze źródła zasilania jest równa prądowi spoczynkowemu. Prąd ten określa punkt pracy tranzystora końcowego i jest pobierany przez wzmacniacz m.cz., niezależnie od tego, czy jest on sterowa-

ny, czy nie. Przy pracy w klasie B wzmacniacz pobiera bardzo mały prąd w stanie spoczynku i coraz większy przy wzroście wysterowania. Średnia wartość prądu dla pełnego wysterowania wynosi $I_0 = 0{,}64\, I_{K\,max}$. Zmienny pobór prądu wpływa niekorzystnie na stałość napięcia znamionowego i wymaga małej wartości oporu wewnętrznego źródła. Dla baterii opór wewnętrzny wynosi około 50 mΩ.

Pojemność albo zapas elektryczności źródła zależy głównie od jego rozmiarów. Wyraża ona w amperogodzinach (Ah) lub jednostkach pochodnych liczbę będącą iloczynem prądu rozładowania i czasu do chwili pełnego wyładowania źródła. Wartość pojemności umożliwia wnioskowanie o czasie pracy źródła. Jeżeli np. pojemność źródła wynosi 225 mAh, a średnia wartość prądu pobieranego przez odbiornik 11,25 mA, to czas eksploatacji wyrazi się okresem około 20 godzin. Po upływie tego czasu źródło zasilania powinno być zastąpione nowym albo w przypadku akumulatora — ponownie naładowane. Dlatego akumulatory są bardzo dogodne w eksploatacji i powszechnie stosowane w radioodbiornikach tranzystorowych.

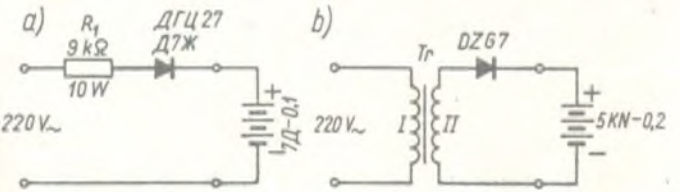
Zakłady „Centra" produkują szczelnie zamknięte ogniwa akumulatorowe kadmowo-niklowe typu KN 02 w postaci małych dysków. Jedno takie ogniwo ma napięcie znamionowe 1,2 V i wystarcza na około 100 cykli ładowań i rozładowań, po czym może utracić zdolność gromadzenia elektryczności. Akumulator można ładować z dowolnego źródła prądu stałego o dużym oporze wew-

Tablica 34

DANE TECHNICZNE MINIATUROWYCH BATERII I AKUMULATORÓW

Typ	Pojemność 10-godzinna [mAh]	Napięcie znamionowe [V]	Maksymalny prąd ładowania [mA]	Maksymalny prąd wyładowania [mA]	Rozmiary zewnętrzne [mm]	Ciężar [G]
KN-0,2	225	1,2	22,5	160	⌀ 25/10	14,2
Д-0,06	60	1,25	6	60	⌀ 15,6/6,5	3,6
Д-0,07	70	1,25	7	70	⌀ 16,8/8	4,8
6 Д-0,07	70	7,5	7	70	—	35,0
Д-0,12	120	1,25	12	120	⌀ 20/7,1	6,81
7 Д-0,12	120	8,75	12	120	—	66,0
Д-0,2	200	1,25	25	200	⌀ 27/10,2	14,2
2 Д-0,2	200	2,5	25	200	—	29,0
ЦНК-0,2	200	1,25	20	200	—	15,0
5ЦНК-0,2	200	6,25	20	200	—	118,0
ЦНК-0,45	450	1,25	45	450	—	21,0
Крона-1	11	9,0	—	—	—	35,0

nętrznym R_w, który uniemożliwia przekroczenie wartości maksymalnej prądu ładowania 22,5 mA. Czas ładowania wynosi około 16 godzin. Ładowanie powtarzamy po każdych 12 godzinach pracy akumulatora. Nieprzestrzeganie podanego czasu ładowania, przekraczanie dopuszczalnego prądu rozładowania 160 mA oraz dopuszczanie do rozładowania ogniwa do wartości poniżej 1 V są niewskazane. Raz na kwartał należy przedłużyć czas ładowania do 22 godzin. Ogniwo akumulatora należy wymienić na nowe, jeżeli po 22 godzinach ładowania znamionowa wartość napięcia mierzonego pod obciążeniem jest mniejsza niż 1,1 V. Ogniwa należy chronić przed zwarciami, działaniem promieni słonecznych,



Rys. 41. Układy do ładowania baterii akumulatorowych: a) produkcji zagranicznej; b) produkcji krajowej typu PT 1

wilgoci i żrących oparów. Po dłuższej eksploatacji obudowa może pokryć się nalotem w postaci kryształów soli. Nalot ten należy usunąć suchą szmatką. Dla zabezpieczenia przed korozją obudowę ogniw akumulatora natłuszczamy warstwą wazeliny. W tablicy 34 są ujęte dane techniczne powszechnie stosowanych w krajowych i zagranicznych radioodbiornikach baterii i akumulatorów.

Zakłady „Eltra" produkują przetwornice transformatorowe typu PT1 specjalnie przystosowane do ładowania akumulatorów złożonych z ogniw KN 02, wprost z sieci prądu zmiennego. Na rysunku 41 przedstawiono układy do ładowania baterii akumulatorowych produkcji krajowej i zagranicznej. Elementem prostowniczym w tych układach jest dioda germanowa. Akumulator jest ładowany przez składową stałą prądu pulsującego. Dla innego typu akumulatora niż podany na rysunku 41a wartość oporu ograniczającego prąd ładowania, który będzie spełniał tę samą funkcję co opór R_1, możemy obliczyć z następującego wzoru:

$$R = 0{,}51\,\frac{U_s - U_{AK}}{I_{ład}}$$

w którym:

R — opór ograniczający [kΩ];
U_s — napięcie sieci [V];
U_{AK} — napięcie znamionowe akumulatora [V];
$I_{ład}$ — maksymalna wartość prądu ładowania [mA].

Wadą takich prostowników jest duża strata mocy w opornikach ograniczających (ok. 100 W). Moc tracona zamienia się na ciepło, a to uniemożliwia miniaturyzację prostownika. W przebiegu ładowania należy zachować kolejność włączania: najpierw przyłącza się akumulator do prostownika, a następnie do sieci. Po naładowaniu najpierw odłączamy prostownik od sieci, a następnie akumulator od prostownika.

Przetwornica transformatorowa PT 1 jest pod względem mocy strat bardziej ekonomiczna niż opisany wyżej prostownik. Moc pobierana z sieci przy ładowaniu akumulatora z ogniw KN 0,2 (5 sztuk połączonych szeregowo) wynosi około 1,5 VA.

Dane transformatora sieciowego: przekładnia około 12, przekrój rdzenia — 1,2 cm², blacha krzemowa 0,35 mm składana bez szczeliny, rozmiary zewnętrzne rdzenia 28×30×15 mm. Opór uzwojenia sieciowego dla prądu stałego wynosi 4 500 Ω, liczba zwojów 6 000, przewód — DNE 0,05. Opór uzwojenia wtórnego — około 200 Ω, liczba zwojów — 500, przewód — DNEt 0,07, prąd pobierany z sieci przy biegu jałowym — około 7 mA. Napięcie wyjściowe przy obciążeniu 12 mA (opornik 510 Ω i równolegle kondensator 20 μF/12 V) wynosi 6,5 V. Biegun dodatni występuje na cienkim bolcu miniaturowej wtyczki sznura wyprowadzającego napięcie z przetwornicy.

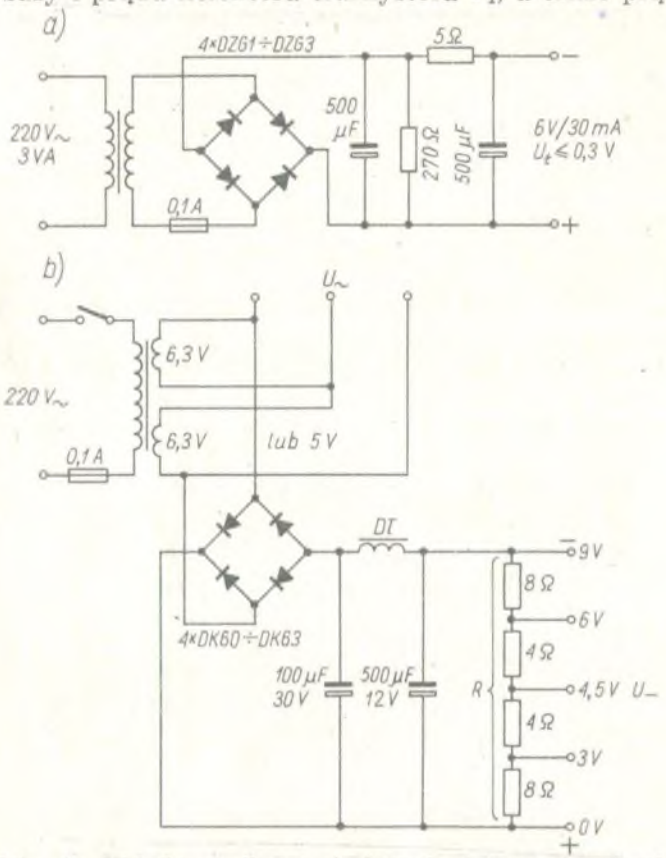
2.8.2. ZASILANIE SIECIOWE

Układy konwencjonalnych zasilaczy sieciowych przedstawiono na rysunku 42. Zasilacz (rys. 42a) jest stosowany w przystawce zegarowej odbiornika *Koliber*. Moc pobierana z sieci 220 V/50 Hz wynosi 3 VA, napięcie wyjściowe — 6 V. Obciążalność zasilacza do 30 mA przy napięciu tętnień na wyjściu $\leqslant$ 0,3 V. Zasilacz z rysunku 42b, wykonany ze starego transformatora sieciowego od odbiornika lampowego, umożliwia uzyskanie szeregu typowych napięć wyjściowych prądu stałego i zmiennego. Wyjście stałoprądowe dopuszcza obciążenie około 35 mA. Napięcie zmienne o wartości około 13 V prostują diody krzemowe DK 60...63, połączone w układzie mostkowym. Dławik o indukcyjności około 0,1 H przy prądzie stałym 1 A ma opór uzwojenia około 1,4 Ω. Opornik R jest wykonany z drutu oporowego (stosowanego np. do grzejników elektrycznych). Drut ten nawija się na płytce mikowej.

Na rysunku 43 przedstawiono trzy układy zasilaczy, których napięcie wyjściowe jest stabilizowane elektronowo. Zasilacz z rysunku 43a umożliwia zmianę wartości napięcia wyjściowego w granicach od 1 do 9 V za pomocą potencjometru R_1. Przy zmianie wartości prądu obciążenia od 5 do 100 mA zmiana napięcia wyjś-

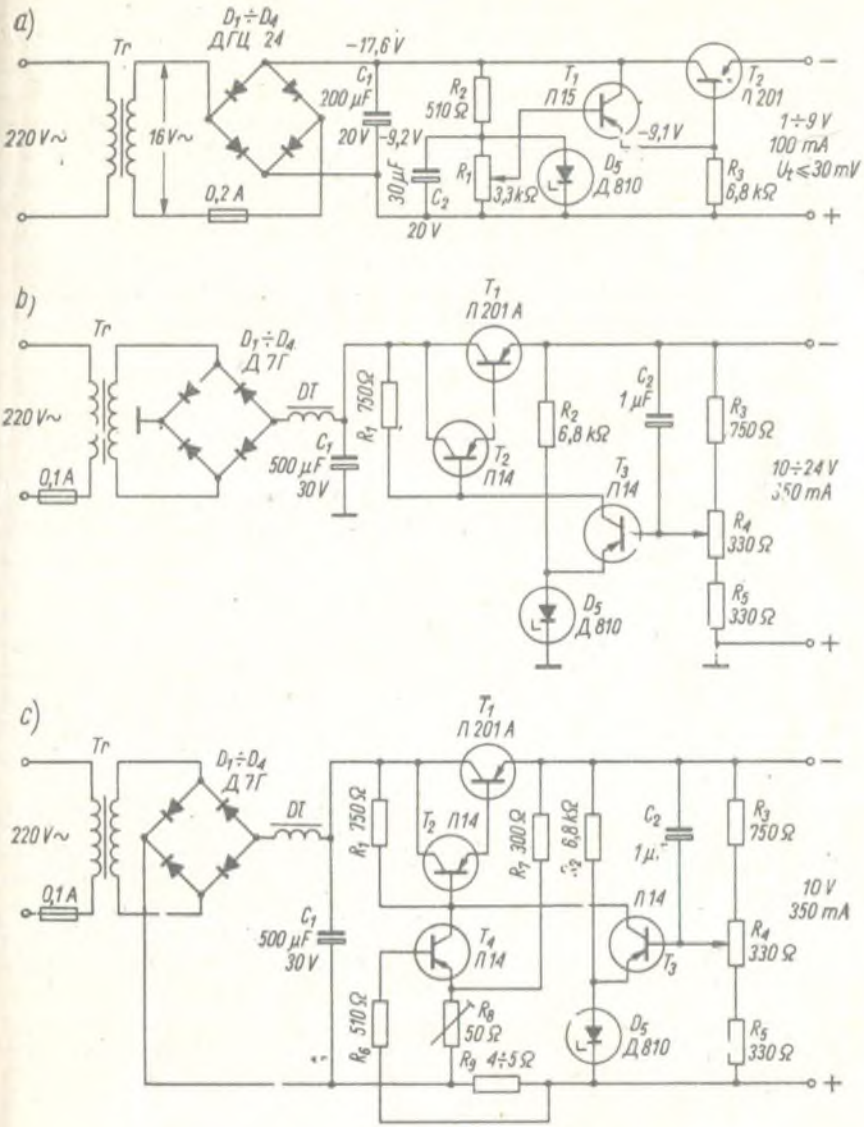
ciowego nie przekracza 0,1 V. Napięcie tętnień na wyjściu zasilacza przy prądzie wyjściowym 100 mA wynosi 30 mV.

Przebieg automatycznej stabilizacji napięcia wyjściowego jest następujący: przy zmniejszeniu napięcia sieci lub zwiększeniu wartości prądu obciążenia napięcie wyjściowe, a więc i napięcie na oporniku R_3 maleje, w wyniku czego następuje wzrost prądu bazy i prądu kolektora tranzystora T_1, a także prądu bazy



Rys. 42. Układy zasilaczy sieciowych konwencjonalnych: a) układ fabryczny; b) układ amatorski [64]

tranzystora T_2. W rezultacie wzrasta prąd płynący w obwodzie emiter-kolektor tranzystora T_2. Napięcie K-E zmniejsza się i kompensuje spadek napięcia wyjściowego. Analogicznie przebiega proces stabilizacji i przy podwyższaniu napięcia wyjściowego. Tranzystory T_1 i T_2 powinny mieć wystarczająco duży współczynnik wzmocnienia prądowego i mały prąd początkowy kolektora.



Rys. 43. Zasilacze stabilizowane z regulacją napięcia wyjściowego: a) napięcie wyjściowe 1÷9 V; b) napięcie wyjściowe 10÷24 V; c) napięcie wyjściowe 10 V i automatyczny bezpiecznik

Transformator sieciowy wykonano stosując rdzeń o przekroju 6 cm². Uzwojenie sieciowe zawiera 1 500 zwojów DNE 0,15, uzwojenie wtórne — 110 zwojów DNE 0,5.

Zasilacz z rysunku 43b reguluje napięcie wyjściowe w granicach od 10 do 24 V przy prądzie obciążenia do 350 mA. W celu uzyskania większego wzmocnienia w pętli sprzężenia zwrotnego zastosowano w stabilizatorze trzy tranzystory.

Transformator sieciowy zawiera również rdzeń o przekroju około 6 cm². Uzwojenie sieciowe liczy 1 500 zwojów DNE 0,15, a wtórne 200 zwojów DNE 0,5.

Dławik filtru na rdzeniu od transformatora generatora samodławnego ramki odbiorników telewizyjnych ma grubość pakietu blach 12 mm. Przewód DNE 0,2 jest nawinięty do zapełnienia korpusu.

Zasilacze stabilizowane, podobnie jak zasilacze konwencjonalne, są wrażliwe na zwarcia w obwodzie obciążenia. Ulega wówczas uszkodzeniu bezpiecznik, tranzystor szeregowy lub diody prostownicze.

Wad takich nie wykazuje zasilacz przedstawiony na rysunku 43c. Układ elementów $R_6 \ldots R_9$ i tranzystor T_4 spełniają funkcję automatycznego bezpiecznika, który w razie zwarcia na wyjściu odłącza napięcie prostownika wskutek odcięcia tranzystora szeregowego T_1. Gdy zwarcie usuniemy, napięcie wyjściowe pojawia się ponownie. Wartość prądu, przy jakiej ma zadziałać automatyczny bezpiecznik, zależy od doboru wartości oporu R_8. Bezpiecznik automatyczny działa przy ustalonej wartości napięcia wyjściowego. Jeżeli bezpiecznik ma działać przy innej wartości napięcia wyjściowego niż podana na rysunku 43c, to należy skorygować wartości oporu dzielnika R_7—R_8.

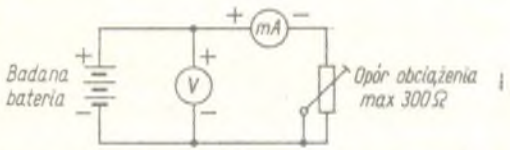
Zasada działania bezpiecznika automatycznego jest bardzo prosta. Dzielnik oporowy R_7—R_8 powoduje ustalenie napięcia emitera na poziomie około 1,5 V. Gdy prąd obciążenia nie płynie, tranzystor T_4 jest odcięty. Przy wzroście prądu zwiększa się spadek napięcia na oporniku R_9. Przy wartości prądu około 300 mA spadek napięcia na oporniku R_9 przewyższa napięcie emitera i tranzystor T_4 wchodzi w nasycenie. Potencjał na kolektorze tranzystora T_4 wzrasta i odcina tranzystory T_2 i T_1. Tak więc automatyczny bezpiecznik zadziałał, gdy została przerwana stabilizacja. Opór obciążenia i napięcie wyjściowe maleje do zera, a prąd obciążenia dąży do wartości prądu zwarcia.

2.8.3. NIESPRAWNOŚCI, SPRAWDZANIE I POMIARY

Niesprawności baterii zasilających przy włączeniu obciążenia objawiają się szybkim zmniejszeniem napięcia znamionowego i zwiększeniem oporu wewnętrznego. Z chwilą gdy napięcie przy

normalnym obciążeniu spadnie poniżej 1 V na jedno ogniwo, baterię należy wymienić na nową. Niesprawność baterii może być następstwem uszkodzenia w obwodach zasilania. Na przykład zwarcie lub upływność kondensatora elektrolitycznego albo tranzystora wzmacniacza wyjściowego powoduje przekroczenie maksymalnego prądu rozładowania. Przy odbiorze emisji niesprawność baterii powoduje zmniejszenie czułości i zwiększenie zniekształceń, a bardzo często — całkowity zanik odbioru wskutek przerwania pracy oscylatora. Dlatego badanie uszkodzonego odbiornika należy rozpoczynać od sprawdzenia źródła zasilania.

Napięcie baterii mierzymy woltomierzem prądu stałego, przy odbiorniku ustawionym na maksymalną głośność odtwarzania. W razie całkowitego braku odbioru wyjmujemy baterię z odbior-



Rys. 44. Pomiar napięcia baterii pod obciążeniem

nika i mierzymy napięcie przy obciążeniu baterii opornikiem o takiej wartości, aby prąd pobierany z baterii był równy prądowi odbiornika przy maksymalnej głośności (rys. 44).

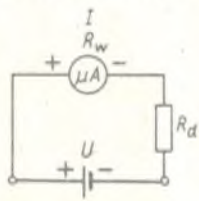
Wartość prądu obciążenia baterii przez odbiorniki tranzystorowe przenośne waha się w granicach od 20 do 150 mA, w zależności od mocy wyjściowej i rodzaju stopnia końcowego wzmacniacza.

3. Przyrządy pomiarowe

Rozdział ten zawiera opis prostych w konstrukcji amatorskich przyrządów pomiarowych, nietrudnych do wykonania z dostępnych na rynku elementów i podzespołów. Zmontowanie odbiornika lub jakiegokolwiek innego układu, to dopiero połowa sukcesu. Układ trzeba uruchomić, wyregulować i zestroić, sprawdzając, czy spełnia postawione mu wymagania. Ten etap pracy radioamatora jest bardzo trudny, jeżeli nie dysponuje się podstawowymi przyrządami pomiarowymi, a mianowicie woltomierzem, amperomierzem i omomierzem. Bardzo pomocne są również generatory m.cz. i w.cz., a także mierniki pojemności i indukcyjności, serwisowy szukacz sygnału i wskaźnik zwartych zwojów w cewkach transformatorów lub dławików.

3.1. WOLTOMIERZ NA PRĄD STAŁY

Jedną z najczęściej mierzonych wielkości elektrycznych jest napięcie. Najprostszym woltomierzem prądu stałego jest mier-



Rys. 45. Schemat prostego woltomierza

nik magnetoelektryczny i w szereg z nim połączony opornik dodatkowy R_d (rys. 45). Wielkością charakterystyczną miernika jest prąd I pełnego wychylenia wskazówki oraz opór wewnętrzny

R_w. Jeżeli woltomierz ma mierzyć napięcie od 0 do U woltów, to z prawa Ohma możemy obliczyć wartość opornika R_d

$$R_d = \frac{U - IR_w}{I}$$

przy czym:
R_d — opór dodatkowy [Ω];
U — napięcie zakresu [V];
I — prąd pełnego wychylenia wskazówki miernika [A];
R_w — opór wewnętrzny miernika [Ω].

PRZYKŁAD. Dane są: $U = 1$ V, $I = 100\ \mu$A, $R_w = 1{,}6$ kΩ. Obliczyć wartość opornika dodatkowego R_d

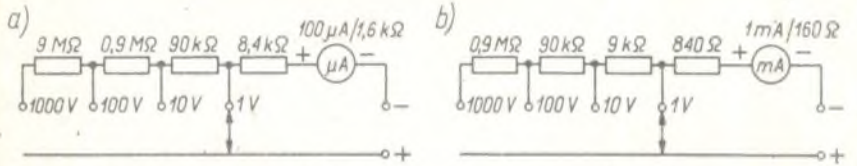
$$R_d = \frac{1 - 100 \cdot 10^{-6} \cdot 1{,}6 \cdot 10^3}{100 \cdot 10^{-6}} = 8\,400\ \Omega$$

Opór wewnętrzny takiego woltomierza wynosi

$$R_d + R_w = 10\ \text{k}\Omega/\text{V}$$

Podziałka miernika jest liniowa dla wszystkich zakresów.

Na rysunku 46 przedstawiono schematy woltomierza o czterech zakresach pomiarowych z zastosowaniem mierników 100 μA i 1 mA typu MEA-1. Jak łatwo zauważyć, opór wewnętrzny woltomierza z miernikiem 1 mA wynosi 1 000 Ω/V.

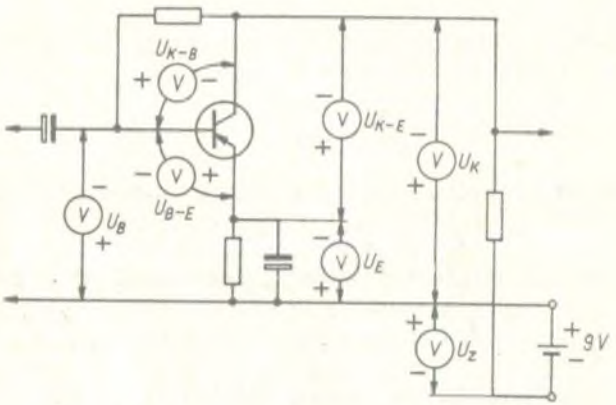


Rys. 46. Schemat wielozakresowego woltomierza: a) z miernikiem 100 μA; b) z miernikiem 1 mA

Sposób przyłączenia woltomierza do układu pokazano na rysunku 47. Opór wewnętrzny woltomierza w czasie pomiaru bocznikuje opornik, do którego przyłączamy woltomierz. Wskutek rozpływu prądu w badany obwód i woltomierz napięcie, które chcemy zmierzyć, zmienia swą wartość. Wskazane jest, aby opór wewnętrzny woltomierza do pomiarów napięć w układach radiowych był około dziesięciokrotnie większy od oporu, na którym napięcie to mierzymy. W praktyce opór wewnętrzny woltomierza powinien być nie mniejszy niż 20 kΩ/V. Taki opór wewnętrzny zapewnia miernik o prądzie pełnego wychylenia 50 μA. Ponieważ z jego nabyciem mogą być kłopoty, warto się zaznajo-

mić z dwoma nietrudnymi do wykonania układami woltomierzy ze wzmacniaczem tranzystorowym o zwiększonym oporze wewnętrznym do 50 i 150 kΩ/V (rys. 48a, b).

Woltomierz tranzystorowy (rys. 48a) pracuje w układzie mostkowym z opornikami R_4, R_5, R_7 oraz tranzystorem TG 5. Opornik R_7 służy do ustawiania wskazówki na zerowej działce skali miernika. Zerowanie wykonuje się przy zwartych zaciskach wejściowych tego zakresu, na którym mamy dokonać pomiaru.



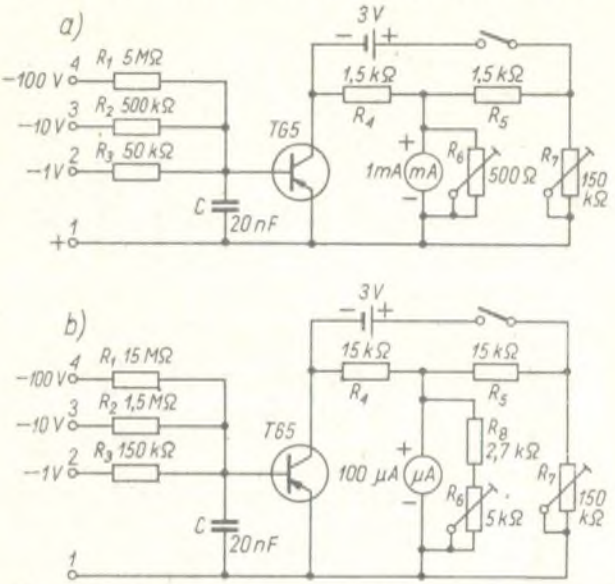
Rys. 47. Sposoby przyłączania woltomierza

Opornikiem zmiennym naruszającym równowagę mostka jest tranzystor. Stopień naruszenia równowagi jest proporcjonalny do wartości mierzonego napięcia. Tranzystor jest wzmacniaczem prądu stałego. Dzięki temu, że prąd bazy wymagany do wysterowania tranzystora wynosi kilkanaście mikroamperów, woltomierz wykazuje duży opór wejściowy.

Cechowanie woltomierza odbywa się przy użyciu baterii 9 V. Po włączeniu wyłącznika i po ustawieniu wskazówki na zerowej działce skali przyłączamy do zacisków wejściowych baterię i za pomocą opornika nastawnego R_6 sprowadzamy wskazówkę miernika na działkę odpowiadającą 0,9 mA. Wskazania na pozostałych zakresach odczytujemy z miernika stosując mnożnik dziesiętny. Wskazane jest, aby oporniki $R_1 \ldots R_3$ miały tolerancję ±1%.

Układ przedstawiony na rysunku 48b różni się od poprzedniego układu czułością miernika, którego prąd wynosi 100 μA, oraz trzykrotnie większym oporem wewnętrznym.

Dane techniczne: mierniki o zakresie pomiarowym 100 μA i 1 mA, magnetoelektryczne, o klasie dokładności 1,5, o możliwie najdłuższej podziałce (np. typu MEA-1). Opór wejściowy woltomierzy 150 kΩ/V z miernikiem 100 μA oraz 50 kΩ/V z mier-



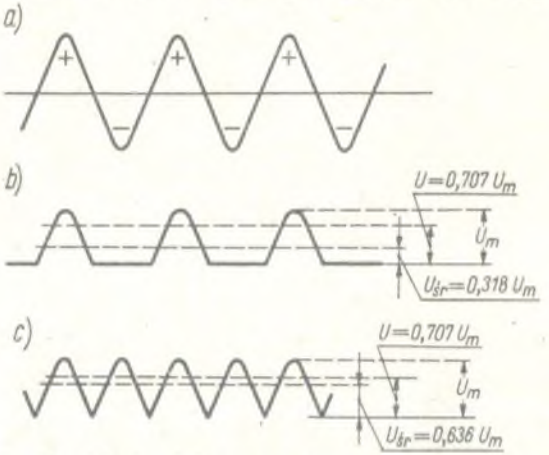
Rys. 48. Schemat woltomierza tranzystorowego: a) z miernikiem 1 mA; b) z miernikiem 100 μA [40]

nikiem 1 mA. Prąd pobierany przy pełnym wychyleniu miernika 100 μA wynosi 7 μA, a przy pełnym wychyleniu wskazówki miernika 1 mA — 20 μA. Dokładność 5% przy pełnym wychyleniu miernika na wszystkich zakresach pomiarowych.

3.2. WOLTOMIERZ NA PRĄD ZMIENNY

Pomiaru napięcia zmiennego dokonuje się woltomierzem z prostownikiem. Podziałkę cechuje się w wartościach skutecznych mierzonego napięcia. Ponieważ charakterystyka prostownika jest nieliniowa, zwłaszcza przy małych wartościach napięć mierzonych, przeto podziałka jest nierównomierna, zagęszczona na początku zakresu. Z reguły stosuje się prostowanie dwupołówkowe, które zapewnia dwukrotnie większą czułość przyrządu niż prostowanie jednopołówkowe. Opór wewnętrzny woltomierza w stosunku do wartości dla prądu stałego ulega zmniejszeniu 10 do 20 razy. Wskazówka miernika wychyla się proporcjonalnie do średniej wartości prądu wyprostowanego. Woltomierze prądu zmiennego są cechowane dla przebiegu sinusoi-

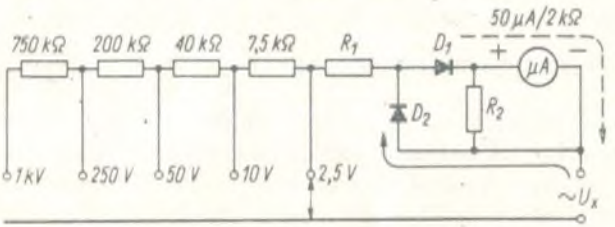
dalnego. Dokonując pomiaru napięć o innych kształtach niż sinusoida (np. prostokątny, trapezowy lub piłokształtny) należy pamiętać, że odczyt jest obarczony błędem, wynikającym z różnicy wartości średnich prądów tych przebiegów po wyprostowaniu.



Rys. 49. Przebiegi elektryczne w woltomierzu na prąd zmienny: a) napięcie mierzone; b) napięcie po prostowaniu jednopołówkowym; c) napięcie po prostowaniu dwupołówkowym

Na rysunku 49 przedstawiono przebiegi uzyskane za prostownikiem napięcia sinusoidalnego. Analogiczny kształt ma również natężenie prądu.

Praktyczny układ woltomierza prądu zmiennego przedstawiono na rysunku 50. W układzie tym zastosowano dwa prostow-

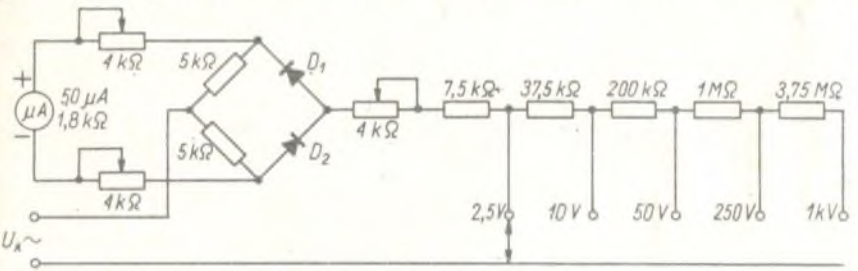


Rys. 50. Schemat wielozakresowego woltomierza na prąd zmienny z prostownikiem jednopołówkowym

niki D_1 i D_2, chociaż prostowanie w obwodzie miernika jest jednopołówkowe. Prąd wyprostowany przez prostownik D_1 płynie przez miernik, tak jak to wskazuje strzałka przerywana. Prostownik D_2 służy do uniemożliwienia przepływu prądu zwrotnego przez miernik w chwili, gdy na anodzie prostownika D_1

występuje napięcie zmienne działające w kierunku zaporowym. Oporniki R_1 i R_2 dobiera się podczas cechowania woltomierza. Ich wartości są zależne od rodzaju użytych prostowników. Opór wewnętrzny tego woltomierza wynosi około 1 000 Ω/V.

Na rysunku 51 przedstawiono schemat woltomierza prądu zmiennego z prostownikiem dwupołówkowym w układzie mostkowym. Jego opór wewnętrzny wynosi 5 000 Ω/V. Pięciokrotny wzrost oporu wewnętrznego uzyskano przez zastosowanie prostownika dwupołówkowego. Oporniki połączone w szereg z miernikiem służą do kompensacji zmian oporu cewki miernika w zależności od zmian temperatury. Opór wewnętrzny woltomierzy na poszczególnych zakresach będzie się zmieniać. W zakresie np.



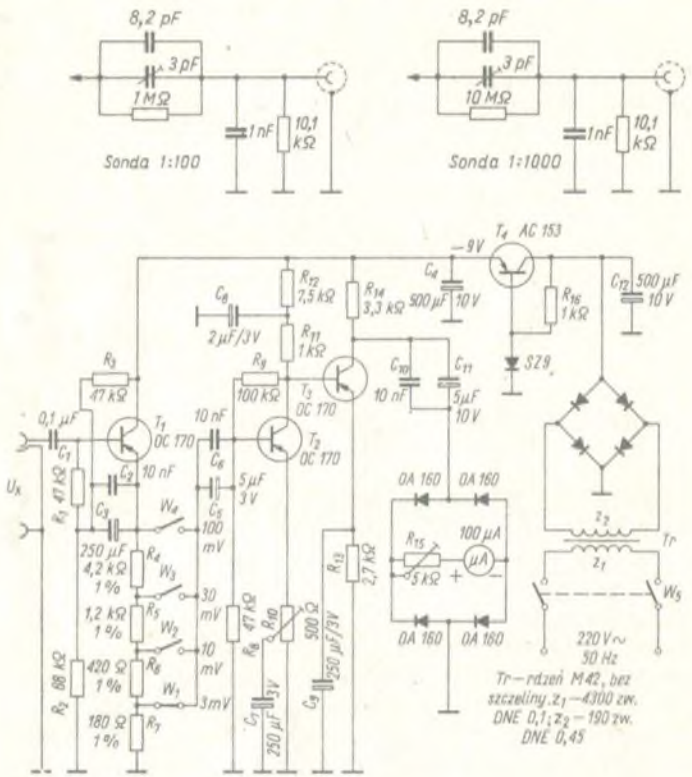
Rys. 51. Schemat wielozakresowego woltomierza na prąd zmienny z prostownikiem dwupołówkowym

10 V wynosi on 10×5 000 Ω=50 000 Ω. Jak już wiadomo, opór wewnętrzny woltomierza ma istotne znaczenie z punktu widzenia technicznego, ponieważ wskazuje on, w jakim stopniu woltomierz będzie obciążał obwód pomiarowy.

Zakres częstotliwości mierzonych napięć jest ograniczony charakterystyką częstotliwościową prostowników i pojemnościami montażowymi woltomierza. Przy stosowaniu miniaturowych prostowników selenowych lub kuprytowych można zmontować woltomierz o zakresie częstotliwości do około 15 000 Hz. Prostowniki wykonane z diod germanowych zapewniają uzyskanie większych zakresów częstotliwościowych — do około 500 MHz.

Na rysunku 52 przedstawiono schemat tranzystorowego woltomierza prądu zmiennego o częstotliwości do 2 MHz. Tranzystor T_1 pracuje w układzie wtórnika emiterowego o dużym oporze wejściowym, wynoszącym około 500 kΩ. Prąd emitera zawiera się w granicach od 0,5 do 1,5 mA. Oporniki $R_4 \ldots R_7$ w obwodzie emitera stanowią dzielnik napięciowy dla poszczególnych zakresów pomiarowych. Wzmacniacz o sprzężeniu bezpośrednim z tranzystorami T_2 i T_3 ma układ kompensacji spadku charakterystyki wzmocnienia przy małych częstotliwościach (C_3, R_{12}). Opór obciążenia tranzystora T_2 przy wielkich częstotliwoś-

ciach składa się z opornika R_{11} i równolegle połączonego oporu obwodu bazy tranzystora T_3. Przy małych częstotliwościach w szereg z opornikiem R_{11} jest włączony opornik R_{12}. Prąd emitera tranzystora T_2 wynosi około 0,6 mA, a tranzystora T_3 — 1,2 mA. Wzmocniony sygnał wyjściowy jest doprowadzany z kolektora tranzystora T_3 na symetryczny względem masy mostkowy układ prostowniczy z diodami germanowymi. Napięcie z za-



Rys. 52. Schemat woltomierza tranzystorowego do 2 MHz [52]

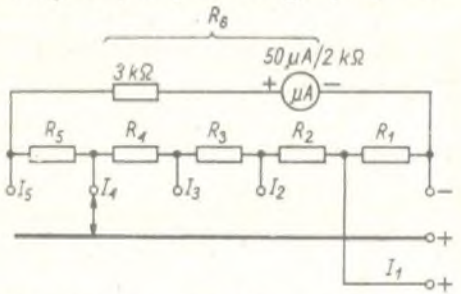
silacza sieciowego stabilizuje się elektronowo za pomocą tranzystora T_4, do którego bazy jest doprowadzany stały potencjał dzięki zastosowaniu diody Zenera. Wzmocnienie prądowe tranzystora T_4 nie może być mniejsze od 13, a prąd wyjściowy zasilacza nie większy od 5 mA. Ze względu na duże wzmocnienie mogą nastąpić sprzężenia. Dlatego stopnie wzmacniacza powinny być ekranowane, a doprowadzenia do elektrod tranzystorów możliwie najkrótsze. Tolerancje oporników $R_4 \ldots R_7$ wyno-

szą ± 1%, pozostałych zaś nie więcej niż ± 5%. $W_1 \ldots W_4$ — przełącznik klawiszowy, W_5 — wyłącznik sieciowy.

Dane techniczne: częstotliwość — od 20 Hz do 2 MHz, zakresy pomiarowe: 3; 10; 30; 100 mV — przy wejściu bezpośrednim, 300 mV, 1; 3; 10 V — przez sondę 1 : 100 oraz 3; 10; 30 i 100 V przez sondę 1 : 1 000. Dzięki dużej czułości woltomierz może być stosowany przy pomiarach w.cz., pośr.cz. i m.cz., mieszaczy, generatorów, obwodów rezonansowych itp.

3.3. AMPEROMIERZ NA PRĄD STAŁY

Do pomiaru natężenia prądu w dowolnym obwodzie elektrycznym stosujemy amperomierze. Najprostszym amperomierzem jest miernik magnetoelektryczny. Do zwiększenia zakresów pomiarowych zaopatruje się miernik w opornik równoległy (rys. 53). Opór wewnętrzny miernika zmienia się około 4% na 10°C. W celu kompensacji błędu powstałego przy zmianach tempera-



Rys. 53. Schemat wielozakresowego amperomierza

tury, przyłącza się szeregowo do miernika opornik o wartości od 1 do 3 razy większej niż wartość oporu wewnętrznego miernika. Wartość oporników równoległych $R_1 \ldots R_5$ obliczamy z warunku na rozpływ prądów dla najmniejszego zakresu pomiarowego I_5. Całkowity opór opornika równoległego wynosi

$$R_1+R_2+R_3+R_4+R_5=\frac{IR_6}{I_5-I}$$

Całkowity spadek napięcia w obwodzie amperomierza dla prądu I wynosi

$$U=IR_6$$

Wartości oporników równoległych wynoszą:

skąd $$R_2+R_1=\frac{U}{I_2} \; ; \; R_1=\frac{U}{I_1} \; ; \; R_2=\frac{U}{I_2}-R_1$$

$$R_3+R_2+R_1=\frac{U}{I_3}$$

skąd

$$R_3=\frac{U}{I_3}-\frac{U}{I_2}$$

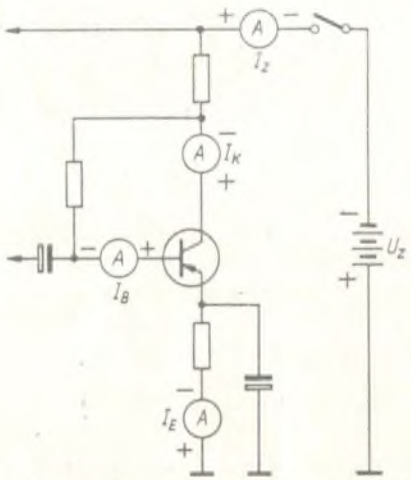
$$R_1+R_2+R_3+R_4=\frac{U}{I_4}$$

skąd

$$R_4=\frac{U}{I_4}-\frac{U}{I_3}$$

$$R_5=\frac{IR_6}{I_5-I}-\frac{U}{I_4}$$

PRZYKŁAD. $R_6=5$ kΩ, $I=50$ μA, $I_1=10$ A, $I_2=1$ A, $I_3=0{,}1$ A, $I_4=10$ mA, $I_5=1$ mA. Obliczyć całkowity opór bocznika, spadek napięcia w obwodzie i wartości oporników stanowiących bocznik



Rys. 54. Sposoby przyłączania amperomierza

$$R_1+R_2+R_3+R_4+R_5=\frac{50\cdot10^{-6}\cdot5\cdot10^{3}}{(1-0{,}05)10^{-3}}=263\ \Omega$$

$$U=50\cdot10^{-6}\cdot5\cdot10^{3}=0{,}25\ \text{V}$$

$$R_1=\frac{0{,}25}{10}=0{,}025\ \Omega$$

$$R_2 = \frac{0{,}25}{1} - 0{,}025 = 0{,}225\ \Omega$$

$$R_3 = \frac{0{,}25}{0{,}1} - 0{,}25 = 2{,}25\ \Omega$$

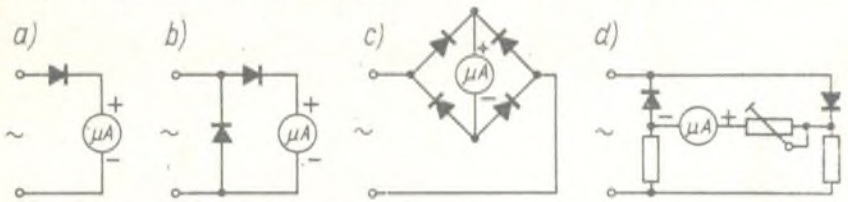
$$R_4 = \frac{0{,}25}{0{,}01} - 2{,}5 = 22{,}5\ \Omega$$

$$R_5 = \frac{0{,}25}{950 \cdot 10^{-6}} - \frac{0{,}25}{0{,}01} = 238\ \Omega$$

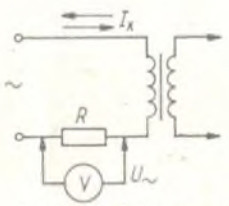
Sposób przyłączenia amperomierza do obwodu w celu pomiaru prądu przedstawiono na rysunku 54. Jeśli nie znamy rzędu wielkości płynącego prądu w mierzonym obwodzie, należy ustawić najwyższy zakres amperomierza, a po przyłączeniu dobrać odpowiedni zakres tak, aby uzyskać odczyt w obrębie 2/3 podziałki.

3.4. AMPEROMIERZ NA PRĄD ZMIENNY

W celu pomiaru prądu zmiennego miernik włącza się do obwodu przez prostownik. Na rysunku 55 przedstawiono kilka schema-



Rys. 55. Schemat amperomierza na prąd zmienny: a), b) prostowanie jednopołówkowe; c), d) prostowanie dwupołówkowe



Rys. 56. Pomiar prądu zmiennego metodą pośrednią

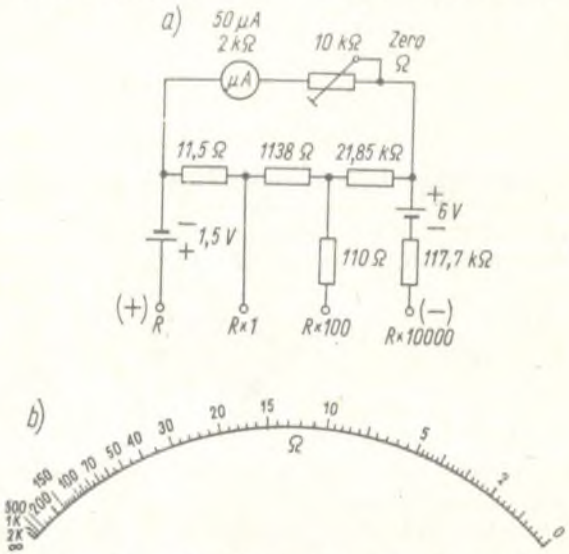
tów prostych amperomierzy prądu zmiennego z prostownikami germanowymi.

Inny sposób pomiaru prądu zmiennego przy braku amperomierza polega na przyłączeniu do badanego obwodu opornika

o znanej wartości, np. 10 Ω i zmierzeniu na nim spadku napięcia woltomierzem prądu zmiennego. Dzieląc odczytaną z woltomierza wartość napięcia przez wartość oporu otrzymuje się wartość prądu płynącego w badanym obwodzie (rys. 56).

3.5. OMOMIERZ

Omomierz służy do pomiaru wartości oporu elektrycznego. Omomierz (rys. 57) ma najczęściej trzy zakresy: $R\times1$, $R\times100$, $R\times10\,000$, a w swej konstrukcji jest zbliżony do amperomierza z baterią w obwodzie pomiarowym. Przed pomiarem należy omomierz każdorazowo „wyzerować". W tym celu zwiera się gniaz-



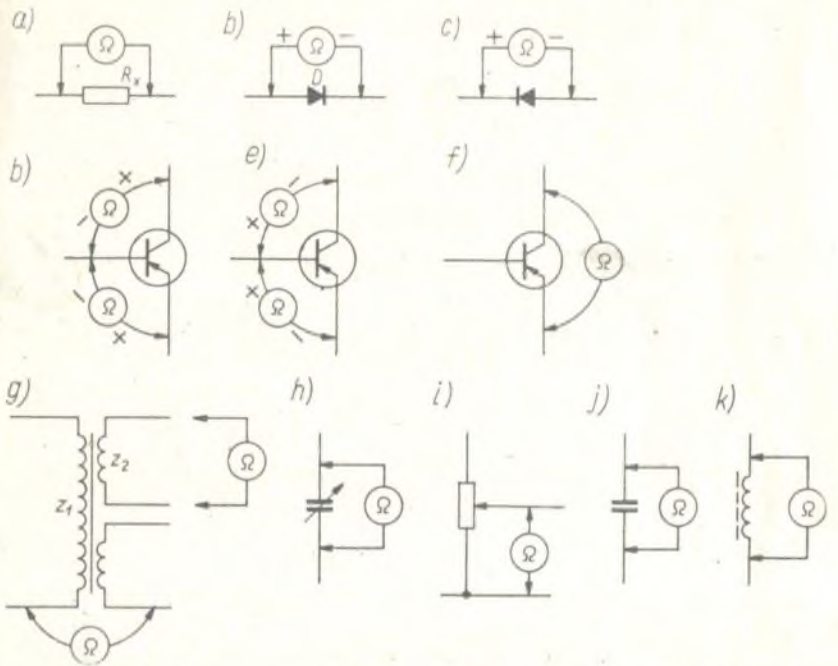
Rys. 57. Omomierz: a) układ praktyczny; b) przykład podziałki [65]

do wejściowe R z gniazdem zakresu, na którym chcemy dokonać pomiaru. Wskazówkę miernika sprowadza się na podziałkę 0 omów za pomocą potencjometru. Następnie usuwamy zwieracz gniazd i w jego miejsce przyłączamy badany opornik. Wartość oporu odczytuje się z podziałki miernika. Na poszczególnych zakresach tego omomierza można mierzyć opory: 1) $R\times1$ — od 0 Ω do 2 kΩ; 2) $R\times100$ — od 0 Ω do 200 kΩ; 3) $R\times10\,000$ — od 0 Ω do 20 MΩ.

Gniazdo R ma potencjał dodatni względem pozostałych gniazd. Należy to mieć na uwadze przy pomiarach elementów półprzewodnikowych.

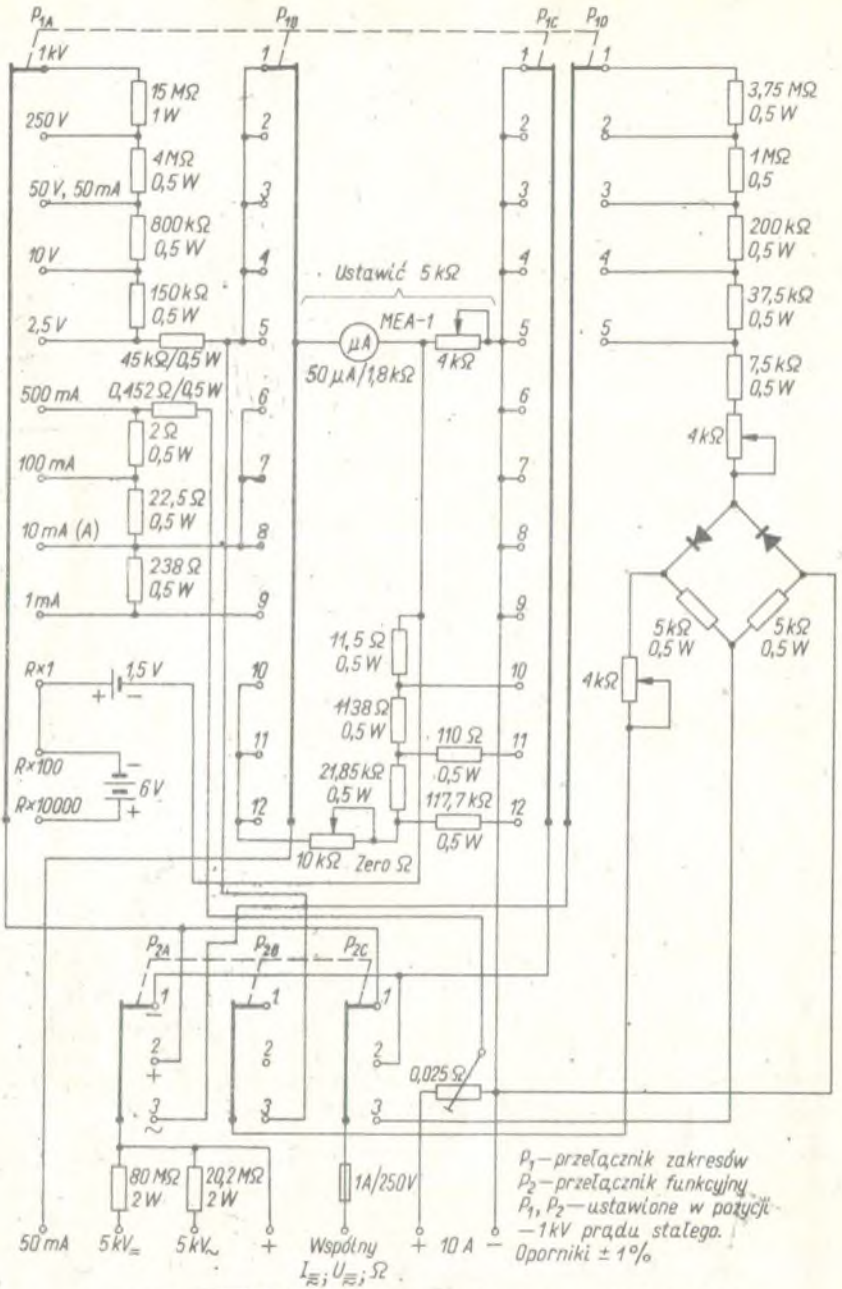
Przykłady zastosowania omomierza zilustrowano na rysunku 58. Przy badaniu tranzystorów typu *n-p-n* złącza *B-K* i *B-E* są przewodzące, gdy do bazy przyłączymy gniazdo *R* omomierza. Złącza *B-E* w kierunku zaporowym tranzystorów dyfuzyjnych nie należy mierzyć omomierzem, jeśli napięcie baterii jest większe niż 1,5 V.

Cechowanie omomierza jest bardzo proste. Do tego celu trzeba kilku oporników o tolerancji ±1%. Należy dążyć, aby mieć



Rys. 58. Przykłady zastosowania omomierza: a) pomiar wartości oporu; b) pomiar diody w kierunku przewodzenia; c) pomiar diody w kierunku zaporowym; d) pomiar złącza *B-K* i *B-E* w kierunku przewodzenia; e) pomiar złącza *B-K* i *B-E* w kierunku zaporowym; f) pomiar złącza *K-E*; g) sprawdzanie obwodu uzwojenia z_2 i zwarcia między uzwojeniami z_1-z_2; h) sprawdzanie kondensatora nastawnego na zwarcie między płytkami; i) sprawdzanie potencjometru; j) sprawdzanie przebicia kondensatora; k) sprawdzanie obwodu dławika

wskazania środka podziałki jednakowe dla wszystkich zakresów. Typowy omomierz o trzech zakresach w środku łuku podziałki wskazuje 12; 1 200 i 120 000 Ω, to jest dokładnie tyle, ile wynosi opór wewnętrzny omomierza. Cechowanie polega na nanoszeniu podziałki i wartości według wskazań omomierza podczas pomiaru oporników o znanej wartości oporu.



Rys. 59. Schemat typowego przyrządu uniwersalnego [65]

3.6. PRZYRZĄD UNIWERSALNY

Przyrząd uniwersalny jest najbardziej rozpowszechniony wśród radioamatorów. Składa się on z opisanych już wyżej przyrządów zebranych w jedną całość. Schemat takiego przyrządu przedstawiono na rysunku 59. We wspólnym dla wszystkich zakresów przewodzie doprowadzającym obwodu pomiarowego znajduje się bezpiecznik 1 A/250 V zabezpieczający przyrząd przed zniszczeniem w przypadku przeciążenia. Zakresy 5 kV i 10 A, ze względu na niebezpieczeństwo przebicia i iskrzenia, wydzielono w osobne gniazda. Przełącznik zakresów (4 płytki 12-zestykowe) zawiera pole pomiarowe napięć (*1*—*5*), prądów (*6*—*9*) oraz oporów (*10*—*12*). Przełącznik funkcyjny (3 płytki 3-zestykowe) umożliwia zmianę biegunowości napięć lub prądów mierzonych, bez konieczności zamiany przewodów doprowadzających, oraz umożliwia przełączenie przyrządu na prąd zmienny.

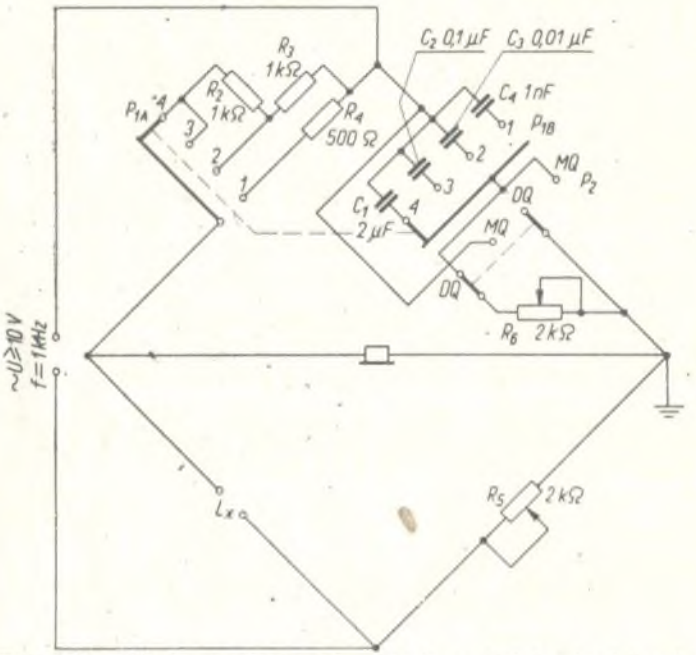
3.7. MOSTEK DO POMIARU INDUKCYJNOŚCI

Przedstawiony na rysunku 60 schemat mostka do pomiaru indukcyjności wymaga niewielu prostych elementów, jest łatwy do skonstruowania i dokonywania pomiarów. Do zasilania mostka służy źródło sygnału akustycznego o częstotliwości 1 000 Hz oraz napięciu 10 V lub więcej. Wskaźnikiem zera równowagi mostka są słuchawki krystaliczne miniaturowe od odbiorników tranzystorowych. Mostek umożliwia pomiar indukcyjności cewek od 50 μH do 8 H w czterech zakresach wybieranych przełącznikiem P_{1A} i P_{1B}: 1) od 50 μH do 1 000 μH; 2) od 1 mH do 20 mH; 3) od 20 mH do 400 mH; 4) od 0,4 H do 8 H.

Przełącznik R_2 w pozycji *DQ* czyni omawiany układ mostkiem Haya, szczególnie nadającym się do pomiaru cewek o dużej dobroci. Natomiast w pozycji *MQ* mamy mostek Maxwella, który zapewnia najlepsze wyniki pomiarów dla cewek o małej dobroci. Oporniki $R_1 \ldots R_4$ nie wymagają małych tolerancji i mogą być dobrane przy użyciu zwykłego omomierza. Kondensatory jednak muszą być dobrane za pomocą mostka, bowiem wartości rzeczywiste pojemności kondensatorów są często 1,5 raza większe od oznaczeń podanych na obudowie. Potencjometr liniowy R_5 należy wycechować dla poszczególnych zakresów indukcyjności, dzieląc kąt obrotu ślizgacza na 20 równych części, przy czym pierwsza podziałka dla dolnej indukcyjności w danym zakresie rozpoczyna się przy oporze równym 100 Ω. Górna wartość indukcyjności określonego zakresu będzie osiągana przy oporze równym 2 000 Ω.

Sposób pomiaru jest bardzo prosty. Przyłączamy słuchawki, źródło zasilania oraz mierzoną cewkę i wybierając odpowiedni za-

kres za pomocą potencjometru R_5 doprowadzamy do zaniku tonu. Kiedy indukcyjność mierzonej cewki nie mieści się w danym zakresie, ton jest przez cały czas głośny. Dopiero przełączenie na



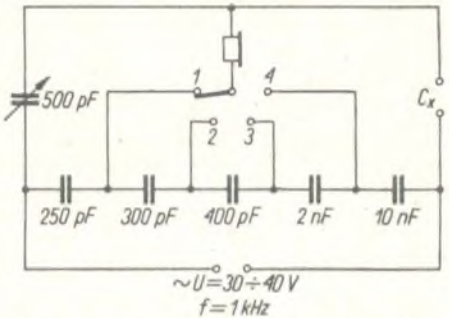
Rys. 60. Układ mostkowy do pomiaru indukcyjności od 50 µH do 8 H

zakres pokrywający mierzone wartości umożliwi uzyskanie ściszenia tonu, który można stopniowo sprowadzić do zera przez zrównoważenie oporu badanej cewki za pomocą potencjometru R_6 i następnie korekcję indukcyjności za pomocą potencjometru R_5.

3.8. MOSTEK DO POMIARU POJEMNOŚCI

Na rysunku 61 przedstawiono schemat ideowy prostego układu mostkowego do pomiaru pojemności w granicach od 30 do 50 000 pF. Jest to praktycznie cały zakres pojemności spotykanych w odbiornikach tranzystorowych, wyłączając oczywiście kondensatory elektrolityczne. Mostek jest zasilany z generatora m.cz. o częstotliwości 1 000 Hz i napięciu 30—40 V. Wskaźnikiem zera są słuchawki.

Wyżej wymienione pojemności pokrywa mostek w czterech zakresach: 1) od 30 do 300 pF; 2) od 300 do 1 000 pF; 3) od 1 000 do 7 500 pF; 4) od 7 500 do 50 000 pF.

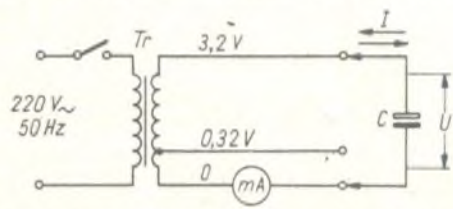


Rys. 61. Układ mostkowy do pomiaru pojemności od 30 pF do 50 nF

Aby podziałka w zakresach pomiarowych pojemności była liniowa, kondensator obrotowy C_1 powinien mieć liniową zależność pojemności w funkcji kąta obrotu rotora.

3.9. UKŁAD DO POMIARU POJEMNOŚCI KONDENSATORÓW ELEKTROLITYCZNYCH

Kondensator elektrolityczny o zmniejszonej pojemności lub uszkodzony może być przyczyną różnych usterek odbiornika lub jego niedziałania. W celu zmierzenia pojemności uszkodzonego



Rys. 62. Układ do pomiaru pojemności kondensatorów elektrolitycznych

kondensatora możemy posłużyć się prostym układem złożonym ze źródła napięcia zmiennego i miliamperomierza (rys. 62).

Kondensator dla prądu zmiennego przedstawia opór urojony X_C. Zgodnie z prawem Ohma zachodzi zależność

$$X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{U}{I}$$

skąd

$$I = \omega C U$$

w którym:

$\omega = 2\pi f$ — pulsacja prądu w [s^{-1}];

U — napięcie na okładzinach kondensatora [V];

I — prąd płynący przez kondensator [A];

C — wartość pojemności badanego kondensatora [F].

Wprowadzając praktyczne jednostki podstawowe i zakładając ustalone wartości napięcia, przy którym pomiar będzie wykonany, otrzymamy proste wyrażenia na wartość mierzonej pojemności

$$C = 10I \quad \text{przy } U = 0{,}32 \text{ V}$$

przy czym C [μF], I [mA] lub

$$C = I \quad \text{przy } U = 3{,}2 \text{ V}$$

Wybór wartości napięcia do pomiaru zależy od napięcia znamionowego badanego kondensatora elektrolitycznego i jego pojemności. Dla pojemności 2÷20 μF dopuszcza się składową zmienną napięcia na kondensatorze do około 15% napięcia znamionowego. Dla pojemności 20÷100 μF — około 10% oraz dla pojemności powyżej 100 μF — około 5%. Tak więc kondensator 100 μF 6—8 V dopuszcza składową zmienną około 0,8 V przy częstotliwości 50 Hz.

Pomiar takich kondensatorów wykonujemy na zakresie $U = 0{,}32$ V. Wyniki pomiarów pojemności kondensatorów elektro-

Tablica 35

WYNIKI POMIARÓW POJEMNOŚCI KONDENSATORÓW ELEKTROLITYCZNYCH OBLICZONE Z POMIARU PRĄDU WEDŁUG PODANYCH ZALEŻNOŚCI

Pojemność znamionowa [μF]	Napięcie pracy [V]	Producent	Pojemność [μF] przy napięciu pomiaru	
			3,2 V	0,32 V
200	50/60	DUCATI	200	180
200	50/60		200	180
200	50/60		230	200
200	50/60		205	190
200	50/60		205	190
200	50/60		215	190
1 000	12/15	ELWA	1 400	1 150
1 000	12/15		1 300	1 100
1 000	12/15		800	950
100	30		145	110
50	30		85	47
5	30		10	5,0
4	30		6,2	4,5
2	30		3,0	2,4

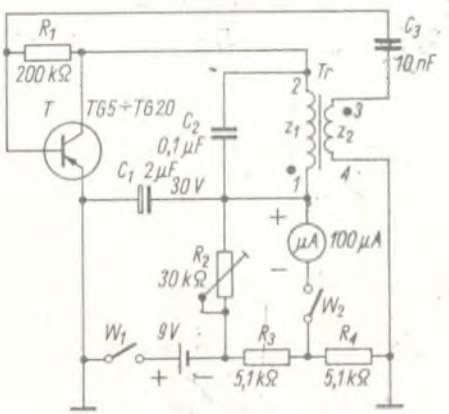
litycznych opisaną metodą (tabl. 35) zależą od stałości napięcia U i dokładności użytego miliamperomierza prądu zmiennego. Przed pomiarem należy się upewnić, czy kondensator nie jest zwarty. Miliamperomierz ustawiamy początkowo na największy zakres prądowy, a następnie po włączeniu kondensatora przełączamy na coraz mniejsze zakresy. Biegunowość włączenia badanego kondensatora jest dowolna. Transformator sieciowy musi mieć mały opór czynny wtórnego uzwojenia. Przy pomiarze kondensatora o pojemności np. 2 000 μF przy $U=3{,}2$ V prąd w obwodzie pomiarowym wynosi około 2 A.

Dane transformatora: rdzeń z transformatora wyjściowego odchylania ramki odbiornika telewizyjnego *Turkus* lub *Szmaragd* o wymiarach zewnętrznych 70×60×35 mm. Jako pierwsze nawijamy uzwojenie obwodu pomiarowego: 58 zwojów drutu DNE 1 mm z odczepem od 6 zwoju. Uzwojenie sieciowe: 3 900 zwojów DNE 0,14 mm. Opór całkowity uzwojenia wtórnego wynosi 0,15 Ω.

3.10. WSKAŹNIK ZWARTYCH ZWOJÓW

Przyrząd ten służy do wykrywania zwartych zwojów we wszelkiego rodzaju cewkach oraz dławikach m.cz. i w.cz.

Samowzbudzony generator tranzystorowy o sprzężeniu indukcyjnym (rys. 63) ma w obwodzie kolektora mikroamperomierz.

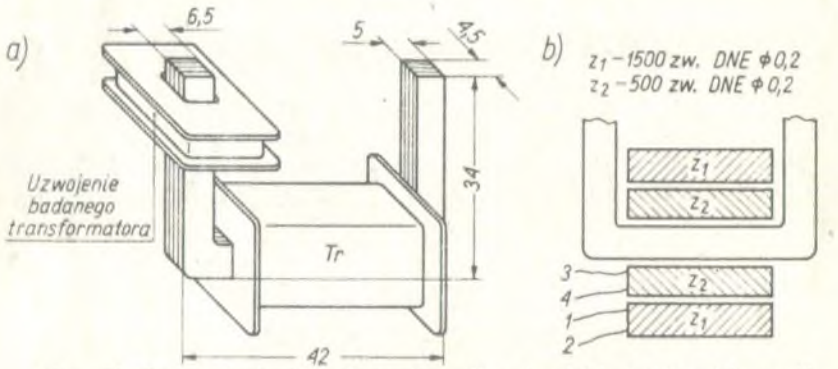


Rys. 63. Schemat ideowy miernika zwartych zwojów

Za pomocą potencjometru R_2 można sprowadzić wskazówkę miernika w położenie 0 μA. Jeżeli na rdzeń transformatora Tr nałożymy badaną cewkę, wówczas, jeśli w cewce są zwarte zwoje, wskazówka wychyli się do około 80 μA. W przeciwnym razie nie

zaobserwujemy żadnych zmian wskazań miernika. Zasada działania przyrządu jest bardzo prosta. W obwodzie kolektora tranzystora znajduje się obwód rezonansowy złożony z uzwojenia z_1, transformatora Tr oraz kondensatora C_2. Obwód sprzężenia zwrotnego stanowi uzwojenie z_2 i kondensator C_3. Przekładnia transformatora Tr jest tak dobrana, że z chwilą włączenia zestyku zwiernego W_1 generator wytwarza napięcie sinusoidalne zmienne. Opornik R_1 ustala punkt pracy generatora i wpływa na stabilność oscylacji. Kondensator C_1 zamyka drogę dla prądu zmiennego w obwodzie kolektora. Przy włączaniu przyrządu należy zachować kolejność manipulacji. Najpierw włączyć zestyk W_1, następnie W_2, a wyłączać w odwrotnej kolejności. W ten sposób unikamy przeciążeń miernika prądami stanów nieustalonych.

Transformator Tr ma rdzeń otwarty z 12 blach krzemowych o grubości 0,35 mm (rys. 64). Na otwarte końce rdzenia nakłada się badane cewki w korpusach lub gołe. Rozmiary rdzenia zostały



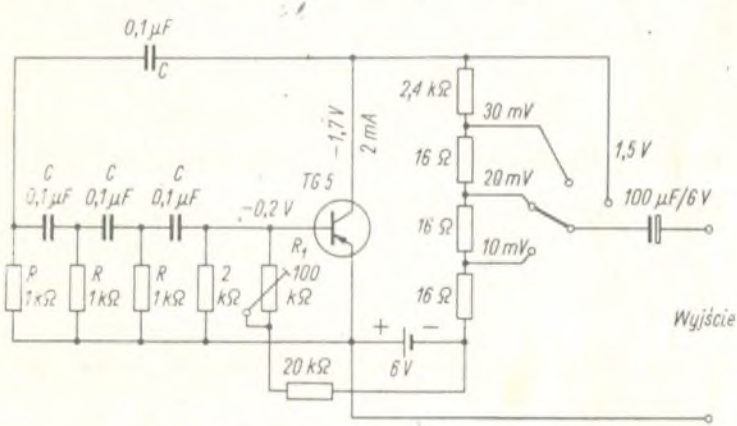
Rys. 64. Konstrukcja transformatora Tr: a) widok ogólny; b) sposób uzwojenia

odpowiednio dobrane dla umożliwienia badania miniaturowych transformatorów. Wielkość wychylenia wskazówki miernika zależy od głębokości nałożenia cewki ze zwartym zwojem na rdzeń. Im głębiej cewka jest nałożona, tym większe jest wychylenie wskazówki miernika. Podobnie im cewka ma mniejszą średnicę, tym większe będzie wychylenie wskazówki miernika. (Na przykład uzyskuje się wskazania miernika około 85 μA przy zwartych zwojach cewki o średnicy 7 mm oraz około 50 μA przy zwartych zwojach cewki o średnicy 30 mm).

Dane techniczne: częstotliwość oscylacji wynosi 1,4 kHz, napięcie zasilania 9 V, prąd pobierany 1,2 mA, tranzystor T — typu TG5 lub TG20, indukcyjność uzwojenia $z_1 = 150$ mH, a $z_2 = 18$ mH, opór uzwojenia z_1 — 34 Ω i z_2 — 7 Ω.

3.11. GENERATOR AKUSTYCZNY 1 kHz

Do badań i pomiarów wzmacniaczy m.cz. i głośników radiowych oraz zasilania mostków pomiarowych *LC* są potrzebne źródła napięć i prądów zmieniających się sinusoidalnie w zakresie częstotliwości pasma akustycznego od 20 do 20 000 Hz. Źródła takie nazywamy *generatorami m.cz.* Wymagamy od nich stałości częstotliwości i amplitudy oraz niewielkiej zawartości zniekształceń napięć wyjściowych. Ważna jest również prostota konstrukcji i obsługi oraz duża niezawodność działania. Warunkom tym odpowiadają opisane niżej układy. Generator służy do pomiaru



Rys. 65. Prosty układ generatora m.cz. 1 kHz

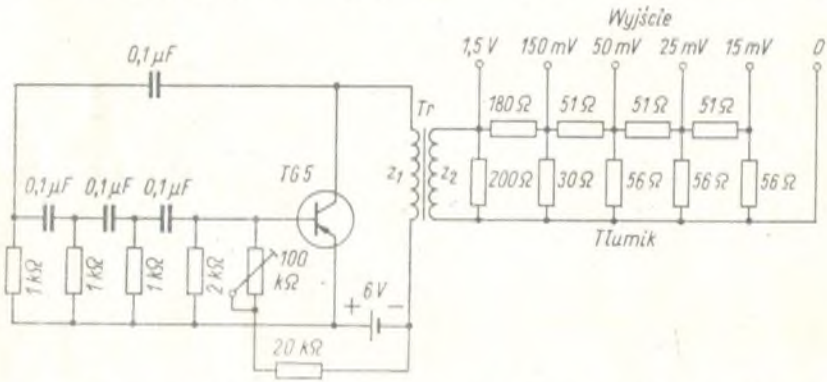
czułości i wykrywania uszkodzeń we wzmacniaczach m.cz., słuchowej kontroli zniekształceń nieliniowych, cechowania woltomierzy prądu zmiennego itp.

Generator o sprzężeniu za pomocą elementów *RC* (rys. 65) odznacza się dużą stabilnością pracy i mało odkształconym przebiegiem wytwarzanych drgań sinusoidalnych. Punkt pracy tranzystora ustalamy za pomocą opornika R_1. Do wzbudzenia drgań wystarcza dowolny tranzystor, którego $\beta \geqslant 30$. Napięcie wyjściowe jest pobierane z dzielnika oporowego w obwodzie kolektora. Częstotliwość napięcia wyjściowego przy wartościach *R* i *C* podanych na schemacie wynosi 1 kHz. Przyrząd jest prosty w konstrukcji, jednak wykazuje dużą zależność amplitudy napięcia wyjściowego od oporu obciążenia, a zwłaszcza zakresu 1,5 V.

Dopuszczalne obciążenie: dla zakresu 10 mV — $\geqslant$ 20 Ω, dla zakresu 20 mV — $\geqslant$ 100 Ω, dla zakresu 30 mV — $\geqslant$ 500 Ω, dla zakresu 1,5 V — $\geqslant$ 10 kΩ.

Generator jest zasilany ze źródła o napięciu 6 V a prąd pobierany wynosi 2 mA. Przy obciążeniu równym 4 kΩ na zakresie 1,5 V napięcie wyjściowe wynosi 1 V. Wyjścia zakresu 1,5 V nie można przyłączać wprost do obwodu bazy tranzystora, gdyż mały opór wejściowy wzmacniacza wprowadza duże tłumienie i powoduje zerwanie drgań generatora. Wyjście to można doprowadzić do obwodu kolektora stopnia pracującego z transformatorem np., *drivera* wzmacniaczy mocy. W głośniku jest wówczas słyszalny ton 1 kHz. Wyjścia zakresów miliwoltowych można przyłączać wprost do obwodu bazy wzmacniaczy wstępnych.

Wzbudzenie się generatora zależy od doboru właściwego punktu pracy tranzystora. Moment wzbudzenia można stwierdzić mierząc prąd pobierany przez tranzystor z baterii zasilają-



Rys. 66. Prosty układ generatora m.cz. z dzielnikiem napięcia wyjściowego

cej. Przy maksymalnej wartości opornika R_1 prąd ten spada prawie do zera. Przy zmniejszaniu wartości oporu R_1 prąd wzrasta i ustala się po osiągnięciu wartości około 1,8 mA. Jest to oznaka wzbudzenia drgań. Istnieje przy tym pewien zakres dopuszczalnych zmian wartości oporu R_1, przy których nic w układzie się nie zmienia. Przy przekroczeniu tego zakresu w kierunku dalszego zmniejszania wartości R_1 prąd gwałtownie wzrasta do wartości 2,5 mA i w tym momencie następuje zerwanie drgań generatora.

Wad objawiających się silnym wpływem obciążenia nie wykazuje przedstawiony schematycznie na rysunku 66 generator *RC* z transformatorem w obwodzie kolektora i tłumikiem. Dzięki zastosowaniu transformatora napięcie na kolektorze jest duże, prawie równe napięciu baterii zasilającej. Stały opór tłumika umożliwia dopasowanie obciążenia do oporu pracy tranzystora i uniezależnia napięcie wyjściowe generatora od oporu obciążenia $\geqslant 200\ \Omega$. Tak więc wyjście każdego zakresu napięciowego gene-

ratora może być wykorzystane do sterowania dowolnego obwodu wzmacniacza m.cz. bez obawy zerwania drgań generatora czy też zmiany amplitudy napięcia wyjściowego.

W transformatorze *Tr* jest zastosowany rdzeń permalojowy P36B od transformatora miniaturowego typu T-3 (rozmiary rdzenia 19,2×11,2×5,5 mm). Uzwojenie z_2 ma 125 zwojów i jest nawijane jako pierwsze na korpusie. Uzwojenie z_1 liczy 500 zwojów. Dla obu uzwojeń zastosowano drut nawojowy emaliowany

Rys. 67. Układ do cechowania woltomierza na prąd zmienny za pomocą generatora

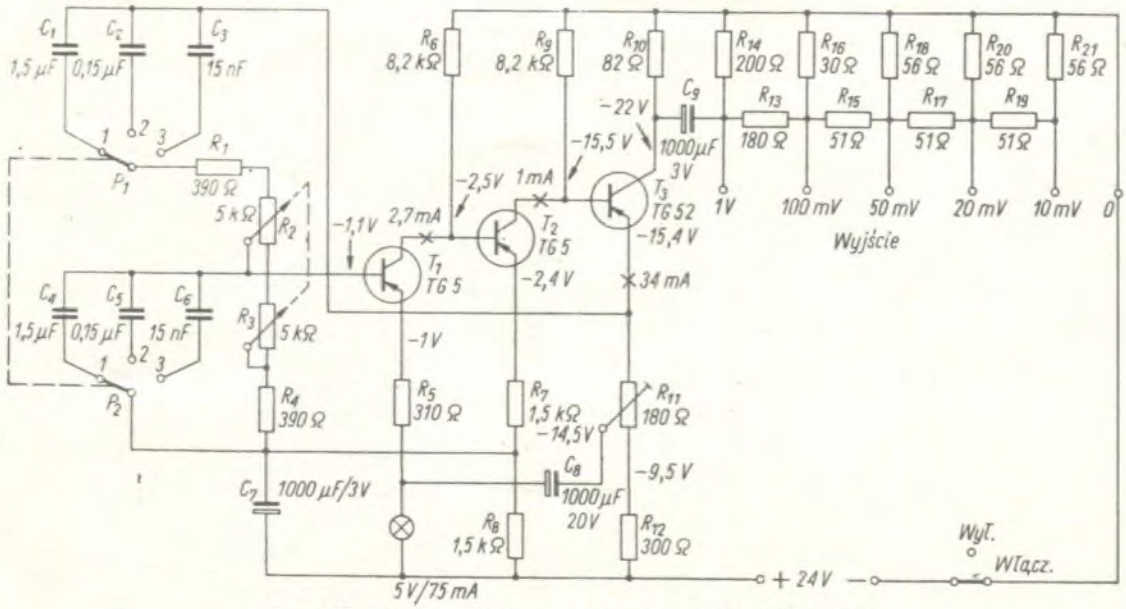
DNE 0,15 mm. Indukcyjność uzwojenia z_1 tak wykonanego transformatora wynosi około 200 mH; zapewnia to maksimum 3 dB zmniejszenia oporu pracy tranzystora przy częstotliwości 1 kHz.

Na rysunku 67 przedstawiono układ z generatorem do cechowania (do sprawdzania poprawności wskazań, np. w celu wykreślenia podziałki miernika) woltomierzy prądu zmiennego wykonanych we własnym zakresie.

3.12. GENERATOR AKUSTYCZNY 20÷20 000 Hz

Na rysunku 68 przedstawiono schemat generatora o zmiennej częstotliwości, pracujący w układzie mostka Wiena. Generator ma trzy zakresy: 20÷200 Hz, 200 Hz÷2 kHz, 2÷20 kHz wybierane za pomocą przełącznika P_1, P_2. Na rysunku przełącznik P_1, P_2 jest ustawiony w pozycji zakresu najmniejszych częstotliwości. Układ sprzężonych potencjometrów drutowych R_2, R_3 służy do płynnej zmiany częstotliwości. Zastosowanie potencjometrów węglowych ze względu na trudności w uzyskaniu współbieżności pogarsza warunki pracy generatora. Trzystopniowy wzmacniacz z tranzystorami T_1, T_2, T_3 połączonymi szeregowo pracuje z silnym sprzężeniem zwrotnym stałoprądowym (R_5, R_7, R_8, R_{11}, R_{12}). Dla prądu zmiennego obwód sprzężenia zwrotnego zamyka kondensator C_8. Dzięki sprzężeniom zwrotnym punkt pracy wzmacniacza jest dobrze stabilizowany i rozrzuty parametrów tranzystorów nie są krytyczne. Za pomocą potencjometru R_{11} ustala się punkt wzbudzenia generatora przez zmianę wielkości sprzężenia zwrotnego z obwodu emitera tranzystora T_3 do obwodu mostka Wiena.

Zastosowanie żarówki jako elementu nieliniowego w gałęzi sprzężenia zwrotnego dla prądu zmiennego zapewnia dużą sta-



Rys. 68. Prosty układ generatora m.cz. 20÷20 000 Hz

łość napięcia wyjściowego we wszystkich zakresach. Wartość skuteczna napięcia wyjściowego wynosi 1 V. Zastosowanie tłumika umożliwia podział napięcia wyjściowego.

Dane techniczne: częstotliwość od 20 do 20 000 Hz; opór wyjściowy 80 Ω; napięcia wyjściowe 1 V, 100 mV, 50 mV, 20 mV i 10 mV; napięcie zasilania 24 V; prąd pobierany ze źródła 37 mA.

Montaż generatora nie nastręcza specjalnych trudności. Zastosowane oporniki mają tolerancję ±5%. Mogą być miniaturowe 0,1 W, z wyjątkiem potencjometrów i dwu oporników R_{10} — 0,25 W i R_{12} — 0,5 W. Zbudowany według schematu ideowego generator powinien przy odpowiednim ustawieniu potencjometru R_{11} od razu pracować. Obecność napięcia wyjściowego możemy stwierdzić włączając woltomierz prądu zmiennego do gniazd wyjściowych 0÷1 V lub słuchawkę czy głośnik. Głośnik o małym oporze należy włączyć do gniazd z napięciem wyjściowym poniżej 100 mV. Potencjometr R_{11} ustawia się raz dla wszystkich zakresów. Wskaźnikiem zgrubnym prawidłowego ustawienia potencjometru R_{11} jest obecność na wyjściu napięcia zmiennego 1 V. Obserwując jednak przebieg wyjściowy na oscyloskopie stwierdzamy, że tylko w małym zakresie wartości oporu potencjometru R_{11} napięcie jest sinusoidalne, a dalej utrzymuje się wprawdzie amplituda stała, lecz następuje obcinanie wierzchołków. Przy takim kształcie sinusoidy ton w słuchawkach jest silnie zniekształcony.

Ponieważ nie każdy radioamator ma możność posługiwania się oscyloskopem, podamy prosty sposób prawidłowego ustawienia wartości oporu potencjometru R_{11}. Należy w tym celu przyłączyć w szereg ze źródłem zasilania miliamperomierz prądu stałego ustawiony na zakres 50 mA, a następnie ustawić suwak potencjometru w skrajne położenie od strony opornika R_{12}. Miliamperomierz wskazuje wówczas wartość prądu około 40 mA. Przesuwając suwak w kierunku emitera tranzystora T_3 obserwuje się zmniejszenie prądu do wartości około 37 mA i ponowny jego wzrost. Wzrost prądu następuje wówczas, gdy w układzie rozpoczyna się obcinanie wierzchołków napięcia wyjściowego. Należy zatem ustawić suwak potencjometru R_{11} w położeniu, w którym miliamperomierz wskaże, że prąd pobierany ze źródła osiąga wartość minimalną. Przy napotkaniu trudności w uruchomieniu generatora należy zmierzyć napięcia i prądy w układzie, a następnie porównać je z podanymi na schemacie. Napięcia te były zmierzone woltomierzem 20 kΩ/V w stosunku do dodatniego bieguna źródła zasilania. Do pokrętła potencjometrów sprzężonych (jednoczesna zmiana wartości oporu R_2, R_3) należy przymocować wskazówkę i na płytce z pleksiglasu lub na kawałku kartonu narysować łuk o długości obrotu wskazówki.

Tablica 36

CZĘSTOTLIWOŚCI ODPOWIADAJĄCE POSZCZEGÓLNYM TONOM

Ton	Częstotliwość [Hz]	Podziałka generatora	Ton	Częstotliwość [Hz]	Podziałka generatora
g	196,0	200	d^3	1 175,0	1 200
d^1	293,7	300	e^3	1 319,0	1 300
g^1	392,0	400	f^3	1 397,0	1 400
h^1	493,9	500	fis^3	1 480,0	1 500
d^2	587,3	600	g^3	1 568,0	1 600
f^2	698,5	700	gis^3	1 660,0	1 700
g^2	784,0	800	a^3	1 760,0	1 800
a^2	880,0	900	ais^3	1 865,0	1 900
c^3	1 047,0	1 000	c^4	2 093,0	2 000
cis^3	1 109,0	1 100			

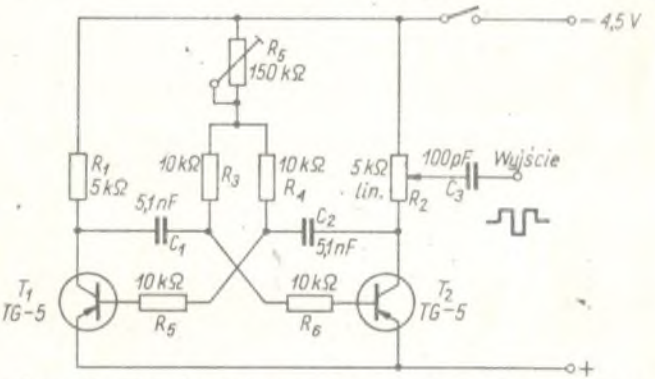
Płytkę tę przykręcamy na stałe do potencjometrów tak, aby wskazówka przesuwała się po jej powierzchni. Na środkowym zakresie 200 Hz÷2 kHz należy nanieść podziałkę co 100 lub 50 Hz. Stosując mnożnik 0,1; 1 lub 10 możemy odczytywać z tej podziałki częstotliwość wybranego zakresu. Podziałkę można nanieść przy użyciu generatora m.cz. o znanych częstotliwościach wyjściowych. W przypadku braku generatora m.cz. można posłużyć się instrumentem muzycznym, najlepiej klawiszowym, wykorzystując tę własność, że każdemu tonowi odpowiada ściśle określona częstotliwość akustyczna. Wystarczy więc porównać wysokość tonu w słuchawce włączonej do gniazd wyjściowych generatora z tonem instrumentu o znanej częstotliwości. Wartość częstotliwości tonów nanosimy na podziałkę. W tablicy 36 podano częstotliwość poszczególnych tonów.

3.13. MINIATUROWY GENERATOR SYGNAŁOWY

Do szybkiego wykrywania uszkodzeń w odbiornikach tranzystorowych, lampowych, a nawet telewizyjnych może być przydatny prosty w konstrukcji przyrząd, którego schemat ideowy przedstawiono na rysunku 69. Jest to tranzystorowy multiwibrator symetryczny, którego napięcie wyjściowe ma kształt fali prostokątnej o częstotliwości podstawowej zależnej od wartości elementów *RC*. Jak wiadomo, przebieg prostokątny składa się z napięć sinusoidalnych o częstotliwości podstawowej i harmonicznych. Teoretycznie widmo częstotliwościowe sygnału prostokątnego jest nieskończenie wielkie. Jednak amplituda harmo-

nicznych maleje w miarę wzrostu częstotliwości i, ze względu na ograniczoną czułość urządzeń odbiorczych, harmoniczne o zbyt małych amplitudach nie będą praktycznie wykorzystywane i stąd ograniczenie od góry zakresu częstotliwości do około 100 MHz.

Po włączeniu zasilania prąd kolektora tranzystora T_1 lub T_2 wzrasta, wobec czego wzrasta również potencjał jego kolektora. Ta zmiana potencjału przenosi się przez kondensator C_1 i powoduje wzrost potencjału bazy tranzystora T_1 lub odwrotnie. Prąd tranzystora T_2 zmaleje. Zmaleje też potencjał jego kolektora. Nastąpi zmniejszenie potencjału bazy tranzystora T_1 i dalszy wzrost prądu. Potencjał kolektora tranzystora T_1 ponownie wzrośnie, co spowoduje dalsze zmniejszenie potencjału kolektora tranzystora T_2 itd. W rezultacie tranzystor T_2 zostaje odcięty, a tranzystor T_1 wchodzi w nasycenie. Proces ten przebiega bar-



Rys. 69. Układ miniaturowego generatora sygnałowego

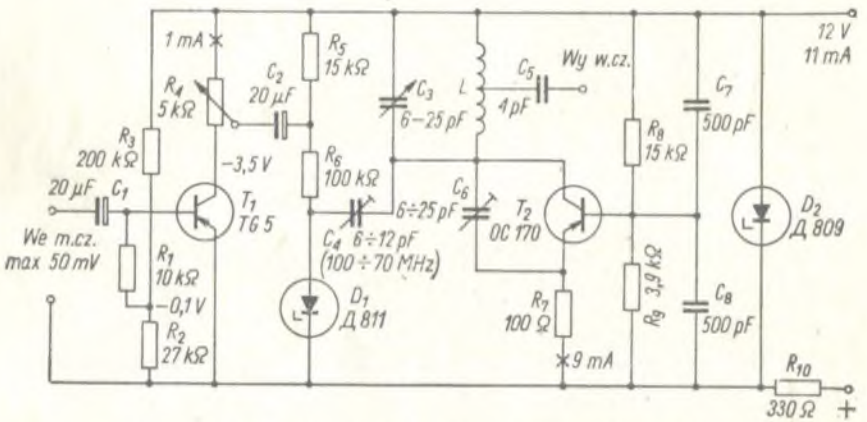
dzo szybko (ułamki mikrosekundy). Następuje formowanie części płaskiej impulsu. Okres trwania takiego stanu w układzie zależy od stałej czasowej obwodu rozładowania kondensatora C_1. Rozładowanie kondensatora C_1 następuje przez nasycony tranzystor T_1, źródło zasilania i oporniki R_3 i R_5. W miarę rozładowania kondensatora C_1 potencjał bazy tranzystora T_2 maleje, zaczyna płynąć prąd kolektora i napięcie na kolektorze wzrasta; tranzystor T_2 wchodzi w nasycenie, a tranzystor T_1 zostaje odcięty. Dalszy proces przebiega tak samo jak w przypadku tranzystora T_1. Amplituda impulsów wyjściowych jest bliska napięciu źródła zasilającego. Oporniki R_3, R_4 i R_5 wprowadzają polaryzację wstępną bazy tranzystorów T_1 i T_2 wskutek czego zwiększa się stabilność częstotliwości impulsów wyjściowych.

Dane techniczne: napięcie wyjściowe regulowane od 0 do 4,5 V, częstotliwość podstawowa 5 kHz, zakres częstotliwości od 5 kHz do 100 MHz. Napięcie stałe badanego obwodu nie może

przekraczać dopuszczalnego napięcia roboczego kondensatora C_3. Zasilanie 4,5 V, prąd pobierany 1,2 mA. Zacisk dodatni baterii zasilającej generator łączymy z masą badanego odbiornika. Wyjście włączamy kolejno na bazy tranzystorów zaczynając od wzmacniacza m.cz. Jeśli stopień działa poprawnie, to z głośnika słychać ton o częstotliwości 5 kHz. Głośność dźwięku przy dotykaniu bazy powinna być większa niż przy dotykaniu kolektora. Po sprawdzeniu wzmacniacza m. cz. analogicznie postępujemy ze wzmacniaczem pośr.cz. i mieszaczem. Jeżeli stopień jest uszkodzony, następuje silne osłabienie głośności lub całkowity zanik słyszalności. Miejsce uszkodzenia zostaje w ten sposób zlokalizowane.

3.14. GENERATOR SYGNAŁOWY 70÷100 MHz

Przy sprawdzaniu i naprawie odbiornikow z zakresem ultrakrótkofalowym duże usługi może oddać generator, którego schemat ideowy przedstawiono na rysunku 70. Układ tego generatora odznacza się wyjątkową prostotą; składa się bowiem z dwu stop-



Rys. 70. Schemat generatora sygnałowego 70÷100 MHz

ni. Pierwszy z nich z tranzystorem T_1 jest wzmacniaczem m.cz. i modulatorem, drugi natomiast z tranzystorem T_2 pracuje jako generator w.cz. w układzie wspólnej bazy. W celu uzyskania dużej stałości częstotliwości sygnału wyjściowego zastosowano stabilizację napięcia źródła zasilającego za pomocą diody Zenera D_2. Do zacisków wejściowych generatora doprowadza się sygnał akustyczny z generatora m.cz. (adaptera lub detektora odbiornika

radiowego) o amplitudzie nie większej niż 50 mV. Sygnał ten po wzmocnieniu przez tranzystor T_1 dostaje się na diodę Zenera D_1 spolaryzowaną w kierunku wstecznym. Pod wpływem zmiennego potencjału na anodzie diody D_1 ulega zmianie jej pojemność własna. Pojemność własna diody D_1 oddziałuje poprzez kondensator C_4 na obwód rezonansowy LC_3, następuje zatem modulacja częstotliwości. Efekt modulacji — *dewiacja* — zależy od wartości pojemności kondensatora C_4.

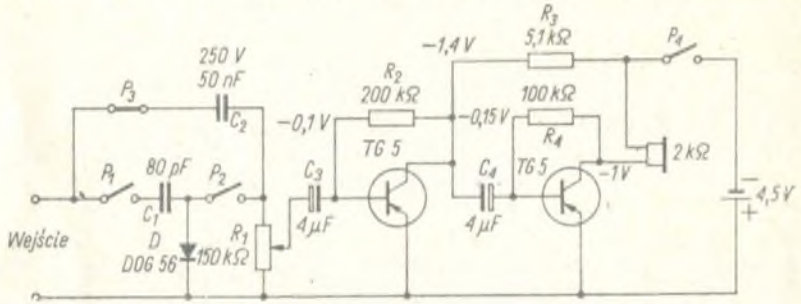
Generator przestraja się kondensatorem zmiennym C_3, a warunki do wzbudzenia drgań generatora dobiera się za pomocą kondensatora nastawnego C_6 w gałęzi sprzężenia zwrotnego *EK*. Przy wartości pojemności kondensatorów C_1 i C_2 podanej na schemacie modulator przenosi liniowo pasmo częstotliwości od 14 Hz do 25 kHz. Przy kondensatorach C_1 i C_2 o pojemności 5 μF dolna wartość częstotliwości pasma wynosi około 70 Hz. Dioda D_1 może być zastąpiona diodą Д 808 lub Д 810. Powoduje to zmniejszenie dewiacji. Generator pracuje w zakresie 70÷÷100 MHz. Dla zachowania stałej wartości dewiacji w całym zakresie częstotliwości generatora wskazane jest zmieniać pojemność kondensatora C_4 sprzęgającego modulator z generatorem. Dla częstotliwości 70 MHz pojemność kondensatora C_4 powinna wynosi około 12 pF, natomiast przy 100 MHz — około 6 pF.

W chwili uruchamiania kondensator C_6 należy ustawić w połowie jego maksymalnej wartości, gdyż wówczas generator wzbudzi się natychmiast. Obciążalność obwodu rezonansowego generatora nie jest krytyczna. Odczep na cewce L należy dobrać w 1/3 do 1/4 obwodu zwoju od strony zasilacza −12 V. Amplituda sygnału wyjściowego w.cz. wynosi około 100 mV. Obciążenie wyjścia generatora układem równoległym *RC* o wartości $R=1$ MΩ, $C=26$ pF nie powoduje większego spadku napięcia niż 5%. Przyłączenie tego obciążenia wprost do kolektora tranzystora T_2 nie powoduje zerwania drgań generatora. Zmiany napięcia zasilającego jak również wartości elementów nie są krytyczne dla poprawnej pracy generatora.

Cewka obwodu strojonego L o średnicy 10 mm i długości 18 mm ma 2 zwoje z drutu srebrzonego gołego o średnicy 1 mm. Do cechowania generatora wykorzystuje się fabryczny odbiornik z zakresem fal ultrakrótkich. Generator wystarczy ustawić w odległości około 1 m od odbiornika. Na osi kondensatora zmiennego C_3 należy przymocować wskazówkę i na podłożonej tarczy narysować podziałkę wartości częstotliwości wyjściowej w megahercach. Podziałkę rysuje się na podstawie odczytu ze skali odbiornika radiowego.

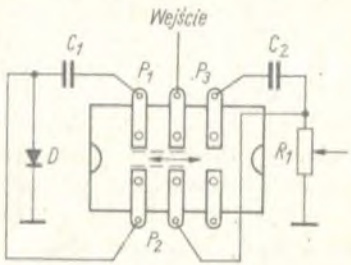
3.15. SERWISOWY SZUKACZ SYGNAŁU

Szukacz sygnału jest prostym serwisowym przyrządem pomiarowym umożliwiającym szybką lokalizację uszkodzenia przez wykrycie miejsca zaniku sygnału w torze przenoszenia. Na rysunku 71 przedstawiono schemat ideowy takiego przyrządu. Składa się on z obwodu detekcyjnego (C_1, D) tranzystorowego wzmac-



Rys. 71. Schemat serwisowego szukacza sygnału [40]

niacza m.cz. oraz wskaźnika w postaci słuchawki radiowej. Modulowany sygnał w.cz. należy doprowadzić do wejścia detektora. Sygnał ten po detekcji podlega wzmocnieniu i można go usłyszeć w słuchawce przyrządu. Sygnały m.cz. doprowadza się



Rys. 72. Połączenia zewnętrzne przełącznika m.cz./w.cz.

wprost na wejście wzmacniacza z pominięciem obwodu detekcyjnego. Pomiar sygnału w danym zakresie (m.cz., w.cz.) wymaga odpowiedniego przełączenia zestyków P_1, P_2, P_3.

Na rysunku 72 przedstawiono układ połączeń zewnętrznych dla błyskawicznego wyłącznika podwójnego.

Dane techniczne przyrządu: wzmocnienie napięciowe wzmacniacza około 1 800 V/V, maksymalne napięcie niezniekształcone na słuchawce wynosi 1,8 V, wyraźnie słyszalny sygnał m.cz. ma amplitudę około 10 µV przy częstotliwości 1 kHz, sygnał w.cz.

ma amplitudę około 1 mV przy częstotliwości 1 MHz z 30% modulacją tonem 1 kHz. Zakres częstotliwości od 100 Hz do 100 MHz. Maksymalne dopuszczalne napięcie stałe na wejściu przyrządu w stosunku do masy wynosi 200 V, zasilanie — 4,5 V, prąd pobierany 2 mA.

Przy badaniu wzmacniaczy m.cz. doprowadzamy na ich wejście sygnał z generatora m.cz. lub z wyjścia innego odbiornika albo adaptera. Jeden z wejściowych zacisków łączymy z masą wzmacniacza m.cz. Przełącznik rodzaju pracy szukacza ustawiamy w pozycji odpowiadającej małej częstotliwości. Drugim zaciskiem wejścia szukacza dotykamy kolejno do baz i kolektorów tranzystorów, zaczynając od pierwszych stopni w kierunku do głośnika. Sygnał na kolektorze powinien być głośniejszy niż na bazie. Całkowity zanik sygnału lub sygnał silnie zniekształcony albo osłabiony świadczy o zlokalizowaniu uszkodzenia. Tranzystor, elementy i połączenia tego stopnia należy dokładnie sprawdzić. W miarę zbliżania się do głośnika zmniejszamy sygnał doprowadzany do wzmacniacza za pomocą potencjometru R_1.

Przy badaniu odbiorników dostrajamy je do stacji lokalnej lub doprowadzamy do ich wejścia sygnał modulowany z generatora. Przy badaniu obwodów w.cz. odbiornika przełącznik szukacza ustawiamy w pozycję odpowiadającą wielkiej częstotliwości. Do wejścia odbiornika doprowadzamy sygnał modulowany z generatora w.cz. Jeżeli pracuje obwód wejściowy odbiornika, to użycie generatora w.cz. nie jest konieczne, wystarczy bowiem dostrajanie do stacji lokalnej. Podobnie jak poprzednio, śledzimy szukaczem sygnał na bazach i kolektorach tranzystorów toru w.cz. Po zmontowaniu prawidłowo działający szukacz wytwarza silny szum w słuchawkach, a po zbliżeniu do jego wejścia przedmiotu metalowego jest słyszalny silny przydźwięk sieciowy. Można też sprawdzić prawidłowość działania szukacza włączając go do gniazda antenowego odbiornika nastawionego na stację lokalną. Jest wówczas słyszalna audycja nadawana przez tę stację, bowiem umożliwia to czułość szukacza.

4. Układy podstawowych członów odbiornika, ich uruchamianie i regulowanie

4.1. WSTĘP

Mówiąc o układach podstawowych mamy na myśli poszczególne stopnie, które wchodzą w skład odbiornika radiowego, a mianowicie: wzmacniacz mocy m.cz., wzmacniacz wstępny m.cz., detektor, wzmacniacz pośr.cz., mieszacz, oscylator, wzmacniacz w.cz. W zależności od tego, czy jest to odbiornik superheterodynowy, czy o bezpośrednim wzmocnieniu, zmienia się liczba wymienionych układów podstawowych. Każdy z tych układów może być mniej lub bardziej rozbudowany.

Układy bardziej złożone, w których zastosowano sprzężenia zwrotne, wymagają większej liczby elementów, ale mają cenne zalety eksploatacyjne, a więc: duży dopuszczalny zakres zmian temperatury otoczenia, małą wrażliwość na rozrzuty parametrów elementów składowych oraz automatyczną stabilizację warunków pracy tranzystora. Prawidłowe działanie odbiornika zależy od doboru właściwych warunków pracy dla tranzystorów poszczególnych stopni. Należy dobierać te warunki pracy tak, aby uzyskać maksymalne wzmocnienie układu przy możliwie minimalnych zniekształceniach nieliniowych przenoszonego sygnału.

Szczególnie duże zniekształcenia może wprowadzać wzmacniacz mocy ze względu na pracę dużymi sygnałami. W takim wzmacniaczu prąd kolektora osiąga wartości bliskie obszaru nasycenia i odcięcia tranzystora, gdzie charakterystyki $I_K = f(U_{KE})$ są nieliniowe.

Subtelności związane z regulacją warunków pracy ilustruje rysunek 73. Przedstawiono na nim charakterystyki statyczne tranzystora typu TG 5 z zaznaczeniem obszarów ograniczających

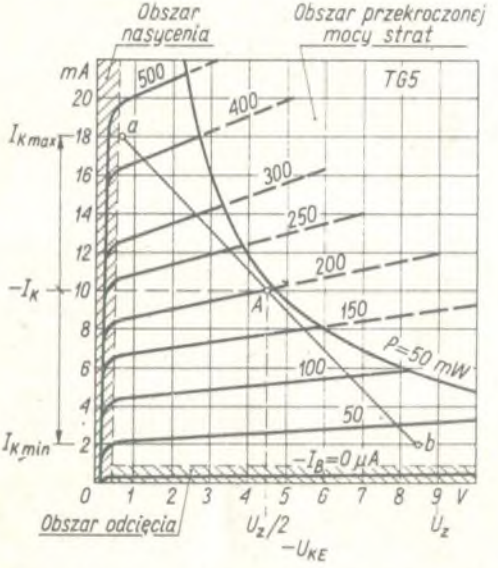
zakres wykorzystania: nąsycenia, odcięcia i przekroczonej dopuszczalnej mocy strat. Z rysunku widać, że obszar pracy jest niewielki i właściwy wybór punktu pracy w tym obszarze ma duże znaczenie. Dla wzmacniacza klasy A z obciążeniem $R_0 = U_z/I_{K\,max}$ w obwodzie kolektora, optymalnie wybrany punkt pracy znajduje się w punkcie A na charakterystyce obciążenia. Współrzędne tego punktu wynoszą

$$\frac{I_{K\,max} - I_{K\,min}}{2} \quad \text{oraz} \quad \frac{U_z}{2}$$

Wartość ich zależy od wartości prądu bazy I_B oraz współczynnika wzmocnienia prądowego tranzystora β. Wyrażenie

$$\frac{I_{K\,max} - I_{K\,min}}{2}$$

jest średnią wartością prądu pobieranego przez wzmacniacz z baterii zasilającej o napięciu U_z. Wyrażenie $\frac{U_z}{2}$ określa napięcie, jakie powinno być między złączami przy biegu jałowym wzmac-



Rys. 73. Warunki pracy tranzystora we wzmacniaczu m.cz. klasy A

niacza. Jeżeli wzmacniacz jest wysterowany, to prąd bazy zmieniając swą wartość przesuwa punkt pracy A wzdłuż charakterystyki roboczej. Jeżeli punkt pracy będzie znajdował się na prostej

ograniczonej punktami a i b, to prąd kolektora będzie wiernie odtwarzał zmiany prądu bazy. Zależności między tymi prądami są w tym zakresie liniowe. Łatwo zauważyć że, aby sygnał mógł być symetryczny i przy osiąganiu wartości maksymalnej nie ulegał zniekształceniom przez możliwość wejścia w obszar nasycenia lub odcięcia, punkt A powinien znajdować się pośrodku odcinka ab. Chcąc uzyskać pożądany punkt pracy A należy tak dobrać wartość napięcia polaryzacji bazy, aby wymusić wartość prądu bazy, jaka wynika z charakterystyki tranzystora w punkcie A. Jeżeli zwiększamy napięcie polaryzacji, to zwiększamy również wartość prądu bazy, a tym samym przesuwamy punkt pracy A w górę po charakterystyce roboczej. Tak postępujemy wówczas, gdy sygnał jest zniekształcony w dolnej części charakterystyki roboczej. Odwrotnie postępujemy niż podano wyżej wówczas, gdy sygnał ulega zniekształceniu w górnej części charakterystyki. Może się zdarzyć, że w obu skrajnych częściach charakterystyki roboczej sygnał ulega zniekształceniu. W takim przypadku należy zmniejszyć wartość sygnału sterującego. Powoduje to jednak zmniejszenie mocy wyjściowej, a więc i głośności.

Innym sposobem rozwiązania tego zagadnienia może być zwiększenie wartości napięcia zasilającego. Odcinek ab ulegnie wówczas wydłużeniu, a punkt pracy A należy przesunąć w jego środkowe położenie. We wzmacniaczu mocy klasy A z obciążeniem transformatorowym napięcie na kolektorze $U_{KE} \approx U_z$, a nie jak poprzednio $\frac{U_z}{2}$. Dzieje się tak dlatego, że opór czynny uzwojenia transformatora, przez które doprowadzamy napięcie do kolektora, jest mały i spadek napięcia na nim spowodowany przepływem prądu kolektora można pominąć wobec napięcia zasilającego U_z. Punkt pracy takiego wzmacniacza ma współrzędne

$$I_K = \frac{P_{max}}{U_z} \text{ oraz } U_z$$

Należy pamiętać, że napięcie źródła zasilającego U_z nie może być większe od połowy napięcia $U_{KE\,max}$.

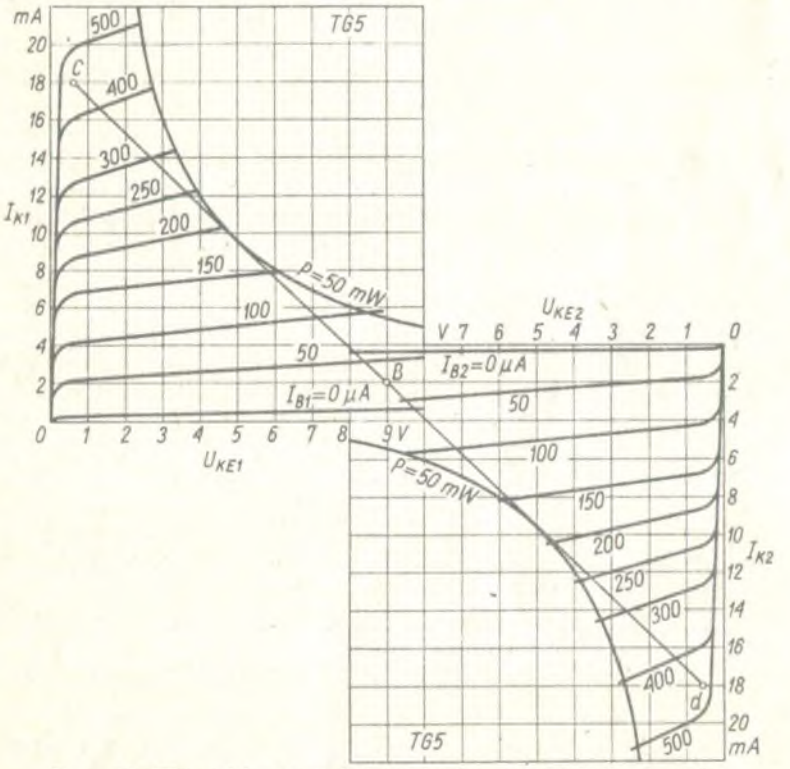
Usytuowanie punktu pracy wzmacniacza mocy w układzie przeciwsobnym klasy B przedstawiono na rysunku 74. Prosta cd jest charakterystyką roboczą wzmacniacza. Opór dopasowania dla każdego tranzystora wynosi

$$R_0 = \frac{U_z}{I_{K\,max}}$$

Dla obu tranzystorów między ich kolektorami opór dopasowania wynosi

$$R_{KK}=4R_0$$

Prosta robocza przechodzi przez obszar pracy utworzony z dwóch połączonych przeciwnie charakterystyk statycznych tranzystorów. Przy braku sygnału sterującego spoczynkowy punkt pracy *B* powinien znajdować się poza obszarem odcięcia tranzystorów. Chcąc aby w punkcie spoczynkowym prąd pobierany z baterii był minimalny, trzeba się liczyć z dużymi zniekształceniami dla małych sygnałów. Jest to więc nowe źródło zniekształceń nieliniowych, które nie występowało w klasie A. Możliwość zniekształceń nieliniowych w pobliżu obszaru nasycenia przy du-



Rys. 74. Warunki pracy tranzystorów w układzie przeciwsobnym klasy B

żych sygnałach podobnie jak w klasie A istnieje i w klasie B. Wartość prądu spoczynkowego w punkcie pracy regulujemy za pomocą zmiany napięcia polaryzacji bazy obu tranzystorów. Wzmacniacz wstępny m.cz., podobnie jak wzmacniacz pośr.cz., oscylator i mieszacz pracują w klasie A. Sposób regulowania

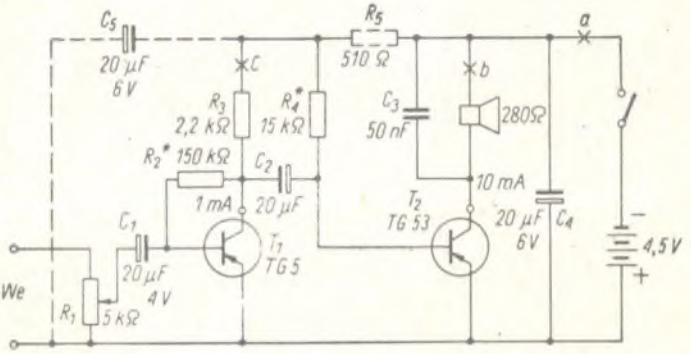
punktu pracy został już omówiony. Są to jednak wzmacniacze małych sygnałów. Ze względu na oszczędność prądu baterii punkt pracy wybieramy przy małej wartości prądu spoczynkowego.

4.2. WZMACNIACZE MAŁEJ CZĘSTOTLIWOŚCI

Wzmacniacze m.cz. stanowią niezbędną część każdego odbiornika radiowego. Zadaniem ich jest wzmocnienie uzyskanych z detektora sygnałów m.cz. w takim stopniu, aby umożliwić normalną pracę głośnika, tzn. zapewnić mu odpowiednią moc. Poniżej podajemy krótkie opisy oraz praktyczne wskazówki regulowania najczęściej spotykanych układów wzmacniaczy m.cz.

4.2.1. WZMACNIACZE M.CZ. KLASY A Z NIESTABILIZOWANYM STOPNIEM KOŃCOWYM

W nieskomplikowanych odbiornikach tranzystorowych radioamatorzy najczęściej stosują proste, 2- i 3-stopniowe wzmacniacze m.cz. z tranzystorem końcowym pracującym w klasie A. Przykładowy układ takiego wzmacniacza uwidoczniono na ry-



Rys. 75. Schemat prostego wzmacniacza m.cz. klasy A z niestabilizowanym stopniem końcowym [19]

sunku 75. Zastosowano w nim dwa tranzystory. Tranzystor T_1 pracuje w stopniu wzmacniacza wstępnego, a tranzystor T_2 — w stopniu wyjściowym. W takim rozwiązaniu należy wybrać punkt pracy tak, aby maksymalna wartość napięcia zmiennego doprowadzana do wejścia tranzystora nie spowodowała przekroczenia prostoliniowego odcinka charakterystyki oporu obciążenia wzmacniacza. Wówczas też zniekształcenia będą minimalne, chociaż prąd pobierany ze źródła zasilającego jest duży. Sprawność takiego wzmacniacza wynosi praktycznie tylko 30÷40%. W związ-

ku z tym stopień wyjściowy w klasie A stosuje się dla wzmacniacza m.cz. o niewielkiej mocy wyjściowej, nie przekraczającej 50 mW. Oba tranzystory wzmacniacza pracują w układzie wspólnego emitera, odznaczającym się w porównaniu z innymi układami *WB*, *WK* największym wzmocnieniem mocy (około 50 dB), dużą stabilnością oraz najmniejszymi różnicami wartości oporu wejściowego i wyjściowego. Własności te powodują, że układ ze wspólnym emiterem jest stosowany we wzmacniaczach m.cz.

Pierwszy stopień — wzmacniacz wstępny — jest obciążony opornikiem R_3 i obwodem bazy stopnia końcowego. W celu częściowej stabilizacji warunków pracy tranzystora został on objęty ujemnym sprzężeniem napięciowym. Opornik R_2 doprowadza do bazy tranzystora niezbędne ujemne napięcie polaryzacji. Jest on również elementem sprzężenia zwrotnego między kolektorem a bazą. Kondensator C_1 spełnia funkcję elementu sprzęgającego. Potencjometr R_1 służy do regulacji siły dźwięku. Najczęściej jest on również obciążeniem dla detektora.

Wyjście pierwszego stopnia łączy z wejściem następnego kondensator sprzęgający C_2. Tranzystor T_2 jest obciążony oporem cewki głośnika włączonego bezpośrednio w obwód kolektora. Stosunkowo mały opór wyjściowy tranzystora umożliwia zastosowanie głośnika o oporze cewki $50 \div 250\ \Omega$ dla prądu stałego. Aby zapobiec samowzbudzaniu stopnia końcowego przy większych częstotliwościach akustycznych, zablokowano głośnik kondensatorem C_3. Napięcie ujemne polaryzujące bazę tranzystora T_2 uzyskuje się za pomocą opornika R_4. Stopień końcowy nie jest stabilizowany ze względu na prostotę układu i obciążenie o małym oporze, które powoduje zmniejszenie wpływu zmian temperatury. Wpływ temperatury występuje jednak w stopniu wejściowym, obciążonym dużym oporem.

Źródłem zasilania jest bateria 4,5 V, zablokowana kondensatorem C_4 o dużej pojemności. Kondensator ten zapobiega samowzbudzeniu, które mogłoby powstać w wyniku wzajemnego oddziaływania stopni wzmacniacza przez obwód zasilania. W układzie można zastosować tranzystory typu TG2—TG5 oraz zagraniczne np. typu П13—П16, OC70, OC71 i ich odpowiedniki (tablica 29). Współczynnik wzmocnienia prądowego β tych tranzystorów powinien być nie mniejszy niż 20, a prąd zerowy kolektora $I_{KE\,0}$ nie powinien przekraczać $10 \div 20\ \mu A$. Im mniejsza będzie wartość $I_{KE\,0}$, tym bardziej tranzystor nadaje się do zastosowania w układzie i tym łatwiej dobrać warunki pracy wzmacniacza, przy zachowaniu dużej stabilności pracy. Jako głośnik można zastosować słuchawkę telefoniczną, lub słuchawkę od aparatu dla słabosłyszących. Można również zastosować miniaturowy głośnik albo głośnik o małym oporze, ale należy przyłączyć go poprzez transformator dopasowujący.

Kolejność, sposoby uruchamiania i dobierania właściwego punktu pracy wzmacniacza m.cz. z tranzystorem wyjściowym w klasie A jest następująca. Uruchamianie rozpoczynamy od dokładnego sprawdzenia zgodności montażu ze schematem. Starannie należy zbadać jakość lutowania, zwłaszcza końcówek tranzystorów oraz obwodu zasilania bazy. Następnie sprawdzamy wartości znamionowe oporników, które bezwzględnie, nawet jeżeli mają wyraźne oznaczenia, powinny być sprawdzone omomierzem przed wlutowaniem ich do układu. Sprawdzamy też sprawność baterii zasilającej, zgodnie ze wskazaniami podanymi w p. 2.8. Po przekonaniu się, że bateria jest dobra, przystępujemy do sprawdzania układu.

W przerwę obwodu zasilania (pkt *a*) przyłączamy miliamperomierz prądu stałego ustawiony na zakres 20÷30 mA. Włączamy napięcie zasilania i obserwujemy wskazania miliamperomierza, które nie powinny być większe niż 10÷15 mA. Większe natężenie prądu może wynikać ze złych warunków pracy tranzystorów, spowodowanych nieodpowiednią wartością oporów lub uszkodzeniem któregoś elementu albo samowzbudzeniem się układu. Jeżeli nastąpiło samowzbudzenie, to generacja może być ciągła lub przerywana. Przy generacji ciągłej słyszy się równy dostatecznie wysoki dźwięk, a miliamperomierz wskazuje duży, nie zmieniający się pobór prądu. Jeżeli generacja jest przerywana, to dźwięk i jego siła ulega zmianom powtarzającym się w różnych odstępach czasu. Równocześnie natężenie pobieranego prądu ulega zmianie. Samowzbudzenie się jest wynikiem szkodliwego wzajemnego wpływu poszczególnych stopni wzmacniacza i może nastąpić np. poprzez obwód zasilania. Tego rodzaju niesprawność można usunąć przez zwiększenie pojemności kondensatora C_4 do 50÷100 μF albo przez wprowadzenie do obwodu zasilania filtru *RC*. Składa się on z opornika R_5 o wartości 100÷÷510 Ω i kondensatora elektrolitycznego C_5 — 10 do 20 μF.

Jeżeli samowzbudzenie nie występuje, a natężenie prądu jest duże, to źródło zasilania należy natychmiast wyłączyć i sprawdzić dotknięciem ręki, czy tranzystory nie rozgrzały się. Jeżeli którykolwiek tranzystor jest rozgrzany, należy jeszcze raz bardzo dokładnie sprawdzić prawidłowość montażu, znamionowe wartości oporników oraz stan kondensatora sprzęgającego dany stopień (możliwość przebicia przez włączenie przy odwrotnej biegunowości). Jeżeli okaże się, że wszystko jest w porządku, można sądzić, że uległ uszkodzeniu tranzystor. Wówczas należy go wylutować i zamienić na inny, sprawdzony.

Po usunięciu wyżej wymienionych usterek przystępujemy do ustalania warunków pracy tranzystorów dla prądu stałego. Natężenie prądu kolektora powinno wynosić około 1 mA dla tran-

zystora T_1 oraz 7÷10 mA dla tranzystora T_2. Stwierdzamy to za pomocą miliamperomierza prądu stałego włączając go w przerwę w punktach *b* i *c*. Odpowiednie natężenie prądu możemy uzyskać dobierając wartość opornika R_2 [1] dla tranzystora T_1 i opornika R_4 dla tranzystora T_2. Przy tego rodzaju doborze opornika dogodnie jest posłużyć się potencjometrem o nieco większej wartości od podanej na schemacie. W szereg z potencjometrem należy koniecznie przyłączyć opornik o wartości odpowiadającej 50÷÷80% wartości dobieranego opornika. Zabezpiecza to od przypadkowego przeciążenia tranzystora dużym natężeniem prądu, które może powstać, gdy ślizgacz potencjometru przesuniemy w kierunku minimalnej wartości oporu.

Ustalanie prądu kolektora należy rozpoczynać od najmniejszej wartości, to jest od chwili, gdy potencjometr został ustawiony na największą wartość oporu. Stopniowo należy zmniejszać opór aż do uzyskania natężenia prądu podanego na schemacie, jeżeli zastosowano określony tam typ tranzystora. W przypadku zastosowania innego podobnego tranzystora wartość prądu powinna być zgodna z jego charakterystyką. Jeśli nie znamy charakterystyki tranzystora, to prąd ustalamy w granicach wyszczególnionych na schemacie (dolna granica).

Po ustaleniu prądu kolektora potencjometr należy wylutować, zmierzyć omomierzem ustalony opór i wlutować na to miejsce opornik stały o podobnej wartości. Często zdarza się, że wartość oporu zmierzonego na potencjometrze znajduje się mniej więcej pośrodku szeregu znamionowych wartości oporników stałych. W takim przypadku należy wybrać opornik stały o większej nominalnej wartości, ten bowiem nie spowoduje wzrostu natężenia prądu kolektora. Należy postąpić tak dlatego, żeby nie przekroczyć dopuszczalnej mocy strat tranzystora, powyżej której prąd zasilania niecelowo wzrasta, a wzmocnienie wyraźnie maleje. Taki sposób kontroli i ustalania warunków pracy tranzystorów dla prądu stałego należy zastosować dla wzmacniacza m.cz. każdego odbiornika tranzystorowego.

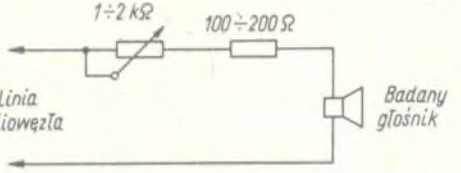
W celu wyregulowania i sprawdzenia wzmacniacza m.cz. doprowadzamy do jego wejścia sygnał m.cz., którego źródłem może być adapter lub linia radiowęzłowa, radioodbiornik albo generator akustyczny. W zależności od zastosowanego źródła sygnałów m.cz. sposoby postępowania w czasie regulowania i kontroli pracy wzmacniacza będą następujące. W pierwszym przypadku do wejścia wzmacniacza przyłączamy adapter. Jeżeli głowica jest typu elektromagnetycznego i opór jej cewki jest mały (1÷2 kΩ), to przyłączamy ją bezpośrednio do wejścia wzmacniacza (gniazda

[1] Wszystkie elementy oznaczone na schematach gwiazdką dobiera się podczas regulowania.

We). Jeżeli natomiast wkładka jest krystaliczna, to adapter należy przyłączyć poprzez transformator dopasowujący.

Transformator taki można nawinąć na rdzeniu o przekroju 1÷2 cm². Cewka pierwotna może zawierać 2 500÷3 000 zwojów, a wtórna 75÷100 zwojów DNE 0,08÷0,1 mm. Można też wykorzystać podobny transformator ze starego odbiornika lampowego o zbliżonej liczbie zwojów.

W ostateczności można przyłączyć wyjście z wkładki krystalicznej bezpośrednio do wejścia wzmacniacza m.cz., z tym jednak, że doprowadzany sygnał będzie bardzo mały. Ekran przewodu doprowadzającego łączymy z końcówką potencjometru, który jest połączony z dodatnim biegunem baterii, natomiast przewód środkowy jest przyłączony do drugiego końca potencjometru R_1



Rys. 76. Sposób przyłączania głośnika do linii radiowęzła

(rys. 75). Do punktu *a* w przerwie przewodu doprowadzającego ujemne napięcie baterii przyłączamy miliamperomierz na zakresie 20÷30 mA. Włączamy zasilanie i przegrywając płytę przystępujemy do regulowania warunków pracy tranzystorów T_1 i T_2. Dobrze jest jeśli głośność odtwarzanego nagrania jest mniej więcej równa i jeśli zapis nagrania zawiera dźwięki niskie i wysokie (np. lekcje języka obcego nagrane głosem kobiety i mężczyzny). Dobierając wartości oporników R_2 i R_4 usiłujemy uzyskać maksymalną głośność. Jednocześnie obserwujemy wskazania miliamperomierza. Jeżeli uzyskamy dość dobrą głośność w pomieszczeniu średniej wielkości przy pobieranym prądzie w granicach 8÷12 mA, to regulację możemy uznać za zakończoną. W razie większego poboru prądu należy sprawdzić głośnik.

W tym celu doprowadzamy do niego napięcie zmienne 0,6÷÷1,5 V o częstotliwości akustycznej 400÷5 000 Hz i słuchem sprawdzamy dobroć głośnika. Jeżeli jako źródło częstotliwości akustycznej służy linia radiowęzłowa, to głośnik przyłączamy do niej według schematu przedstawionego na rysunku 76. Gdy stwierdzimy, że głośnik jest dobry, wówczas albo wymieniamy tranzystory na egzemplarze o większym współczynniku β, albo decydujemy się na większe zużycie prądu. W tym ostatnim przypadku częstsza wymiana baterii podnosi oczywiście koszt eksploatacji.

Po uzyskaniu należytego poziomu głośności staramy się dobrać właściwą barwę dźwięku czyniąc to w sposób następujący. Odgrywamy płytę, na której utrwalono niski głos męski i wysoki kobiecy. Jeżeli głośnik podkreśla zbytnio (razi i zniekształca) wysoki głos kobiecy, to wartość kondensatora C_3 należy zwiększyć i odwrotnie, jeżeli zbyt mocno podkreślony jest niski głos męski, należy zmniejszyć wartość kondensatora.

Analogicznie reguluje się wzmacniacz m.cz. wykorzystując linię radiowęzła (oczywiście przez dzielnik napięć — jak wyżej) oraz za pomocą radioodbiornika.

Dysponując natomiast odpowiednimi przyrządami pomiarowymi postępujemy następująco:

— równolegle do końcówek cewki głośnika przyłączamy wejście oscyloskopu i woltomierz na prąd zmienny;

— do bazy tranzystora T_2 doprowadzamy sygnał z generatora akustycznego poprzez szeregowo przyłączony kondensator o pojemności 0,05÷0,1 μF oraz opornik 5÷10 kΩ.

Generator o częstotliwości np. 1 000 Hz powinien wytwarzać sygnały sinusoidalne o napięciu około 50 mV. Dobierając odpowiednio wartość opornika R_4 staramy się uzyskać na wyjściu wzmacniacza napięcie zmienne w granicach 1÷1,5 V oraz prawidłowy obraz sinusoidy na oscyloskopie. Trzeba również zmierzyć prąd pobierany przez stopień końcowy; jego wartość powinna wynosić 7÷10 mA. Jeżeli wyników tych nie można uzyskać, trzeba wymienić tranzystor na nowy o większym współczynniku β. Jeżeli nie zależy nam na zużyciu prądu, można nie wymieniać tranzystora, a natężenie prądu kolektora zwiększyć do 12÷15 mA.

Z kolei przystępujemy do uregulowania stopnia wstępnego. W tym celu przyłączamy generator do wejścia wzmacniacza, ustalamy sygnał wejściowy na 18÷20 mV, a ślizgacz potencjometru ustawiamy w górnym położeniu (oznaczonym na schemacie). Dobierając wartość oporników R_1 i R_3 usiłujemy na wyjściu wzmacniacza utrzymać napięcie zmienne 1÷1,5 V, uzyskane pierwotnie przy regulowaniu stopnia końcowego, z zachowaniem prawidłowego obrazu sinusoidy (bez zniekształceń). Jednocześnie kontrolujemy prąd kolektora; powinien on wynosić nie więcej niż 1,5 mA.

Należycie wyregulowany wzmacniacz ma następujące parametry: moc wyjściowa około 15 mW, czułość na wejściu 18÷÷25 mV, współczynnik zniekształceń nieliniowych nie większy niż 5% (słyszalny czysty ton bez zniekształceń), prąd pobierany 10÷12 mA. Współczynnik sprawności η, który obliczamy na podstawie wzoru

$$\eta = \frac{P_{wy}}{P_0} 100$$

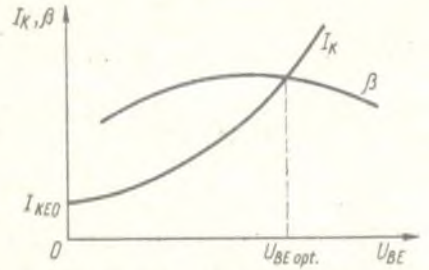
w którym:

η — sprawność [%];
P_{wy} — maksymalna moc wyjściowa [mW];
P_0 — moc pobierana z baterii [mW];

wynosi dla omawianego układu około 24%. Gdybyśmy chcieli przyłączyć do wyjścia głośnik dynamiczny o małym oporze (5÷÷10 Ω), należałoby zastosować transformator dopasowujący. Transformator taki wykonujemy przy zastosowaniu rdzenia permalojowego o przekroju środkowej kolumny 0,2÷0,5 cm², nawijając 450 zwojów DNE 0,08÷0,1 mm uzwojenia pierwotnego i 120 zwojów DNE 0,2÷0,3 mm uzwojenia wtórnego. Wskazane jest, aby uzwojenie wtórne miało odczepy co 8 zwojów. Umożliwi to wykorzystanie transformatora do głośników o różnej wartości oporu cewki. Odpowiednią liczbę zwojów uzwojenia wtórnego dobieramy eksperymentalnie, uzyskując przy danym głośniku największą głośność przy najmniejszych zniekształceniach. Bliższe szczegóły dotyczące konstrukcji transformatorów i obliczania ich podano w p. 2.3.5.

W omówionym wyżej układzie zastosowano tranzystory o współczynniku wzmocnienia prądowego β 50÷60. Jest rzeczą zrozumiałą, że radioamatora, który ma tranzystory o innym współczynniku β (sposób pomiaru tego współczynnika opisano w p. 2.5.3), będzie nurtowało pytanie: jak też zachowa się zmontowany układ, jeśli będą w nim zastosowane tranzystory o innym współczynniku β. Układy proste o niewielkiej liczbie elementów interesują zwłaszcza początkujących radioamatorów. Wadliwa praca układu zniechęca i martwi, a właśnie proste schematy kryją możliwość złej pracy wskutek zależności od parametrów zastosowanych tranzystorów. Otóż wszystkie tranzystory, zarówno krajowe jak i zagraniczne, wykazują duży rozrzut podstawowych parametrów, zwłaszcza współczynnika wzmocnienia prądowego β. Dlatego może się zdarzyć, że nabyte egzemplarze tranzystorów nie odpowiadają wymaganiom wyznaczonym dla danego schematu. Układ działa źle lub wcale nie działa, bowiem radioamator, stosując tranzystory o innych parametrach, pozostawia bez zmiany współpracujące z tranzystorem elementy schematu. Dotyczy to głównie wartości oporników doprowadzających napięcie polaryzacji do bazy, które określa warunki pracy tranzystora. Proste schematy są pozbawione specjalnych elementów automatycznie ustalających warunki i stabilizację punktu pracy tranzystorów i dlatego jeżeli tranzystor ma inne parametry, to muszą być dla niego dobrane warunki pracy.

W schemacie przedstawionym na rysunku 76 wypróbowano tranzystory o współczynnikach β o wartościach około 20; 55 i 90. Wzmacniacz z tranzystorami o współczynniku $\beta=20$ miał następujące parametry: czułość na wejściu 22 mV, napięcie wyjściowe 1,2 V, współczynnik wzmocnienia napięciowego około 50 i moc wyjściową około 8 mW. Lepsze wskaźniki miał wzmacniacz tranzystorowy o współczynniku $\beta=90$: czułość na wejściu 18 mV, napięcie wyjściowe 1,5 V, współczynnik wzmocnienia napięciowego około 80 oraz moc wyjściową około 12 mW. Nie ulega wątpliwości, że te drugie parametry zapewnią lepszą pracę całego odbiornika radiowego. Przy zastosowaniu tranzystorów o współczynniku $\beta=20$, dla uzyskania na bazie tranzystora T_1 napięcia 0,15 V, trzeba było wmontować opornik $R_2=240$ kΩ wtedy, kiedy przy współczynniku $\beta=90$, dla uzyskania tego samego napięcia



Rys. 77. Wykres zależności I_K oraz β od wartości napięcia polaryzacji bazy

bazy wartość opornika R_2 wynosiła 1 MΩ. Gdyby zmieniono tylko tranzystory, nie zmieniając wartości R_2, nie uzyskano by koniecznego napięcia polaryzacji na bazie tranzystora, a co za tym idzie odpowiedniego natężenia prądu kolektora, a więc i wzmocnienia.

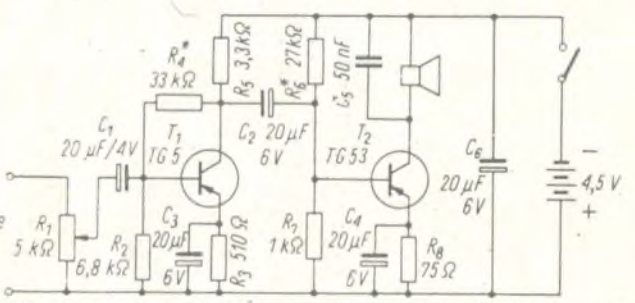
Przebieg zależności współczynnika β i natężenia prądu kolektora I_K od napięcia polaryzacji na bazie U_B zilustrowano na rysunku 77. Jak widać, przekroczenie napięcia optymalnego (U_{opt}) na bazie tranzystora powoduje wzrost I_K i zmniejszenie wzmocnienia. Wzrost I_K ponad dopuszczalne granice może spowodować zniszczenie tranzystora. Wynika stąd, że właśnie w prostych układach należy bardzo dokładnie dobrać warunki pracy tranzystorów.

Warto przypomnieć też, że tranzystor nawet nowy należy bezwzględnie skontrolować pod względem podstawowych parametrów przed wlutowaniem go do układu. Nie jest bowiem wykluczone, że tranzystor po kontroli w fabryce i opuszczeniu jej murów może zostać uszkodzony. Najczęstszymi usterkami są zwar-

cia między poszczególnymi elektrodami (tj. emiterem, bazą, kolektorem), przerwy w doprowadzeniu elektrod oraz nieszczelność obudowy. Na skutek nieszczelności wnętrze tranzystora może ulec zawilgoceniu, co powoduje wzrost prądów zerowych lub uszkodzenie złącz, a tym samym zmniejszenie wzmocnienia.

4.2.2. WZMACNIACZE M.CZ. KLASY A ZE STABILIZOWANYM STOPNIEM KOŃCOWYM

Z kolei zajmiemy się wzmacniaczem przedstawionym na rysunku 78. W porównaniu z poprzednim jest on nieco bardziej skomplikowany, bowiem do jego układu są wprowadzone elementy stabilizujące warunki pracy tranzystorów. Napięcie polaryzacji jest dostarczane do baz tranzystorów T_1 i T_2 nie z pojedynczych oporników polaryzujących jak w poprzednim schemacie, lecz z dzielników napięć $R_2 R_4$ i $R_6 R_7$, które dostarczają



Rys. 78. Schemat prostego wzmacniacza m.cz. klasy A ze stabilizowanym stopniem końcowym [19]

niezbędnego napięcia do baz tranzystorów T_1 i T_2, ale również stabilizują prąd w obwodzie bazy. W obwodzie emiterów oporniki R_3 i R_8 tworzą sprzężenie zwrotne dla prądu stałego i stabilizują prąd emitera oraz współczynnik wzmocnienia w przypadku wahania temperatury otoczenia. Kondensatory elektrolityczne C_3 i C_4, blokujące wymienione wyżej oporniki, są niezbędne w celu wyeliminowania sprzężenia zwrotnego dla prądu zmiennego, które w razie wystąpienia wpłynęłoby bardzo silnie na osłabienie wzmocnienia danego stopnia. Powyższe odmienności od poprzedniego schematu opłacają się, bowiem wzmacniacz jest bardziej stabilny przy dość dużych zmianach temperatury i nie tak czuły jak poprzedni na rozrzuty podstawowych parametrów tranzystora, a jednocześnie ułatwiają regulowanie wzmacniacza. W układzie tym warunki pracy tranzystorów o współczynniku $\beta = 20 \div 130$ są regulowane automatycznie. Dopiero użycie w stopniu wstępnym wzmacniacza tranzystora

o współczynniku $\beta=130$ nie dopuszcza, aby zniekształcenia nieliniowe przekraczały 5%. Trzeba było też zwiększyć wartości opornika R_4 z 33 do 36 kΩ.

Te pozytywne wyniki stabilizacji osiąga się nie tylko we wzmacniaczu m.cz., lecz również w każdym stopniu odbiornika tranzystorowego, gdzie stabilizacja została zastosowana. Z tych też względów, w przypadku konieczności wyboru między tranzystorowym odbiornikiem stabilizowanym a niestabilizowanym radzimy zdecydować się na odbiornik stabilizowany; jest bowiem większa pewność, że odbiornik stabilizowany bezbłędnie skonstruowany i zgodnie ze schematem będzie po uruchomieniu działał poprawnie, nie wymagając żmudnego regulowania.

Powyższe stwierdzenia co do małej czułości wzmacniaczy stabilizowanych na zmiany tranzystorów i rozrzut ich podstawowych parametrów nie oznaczają jednak, że taki wzmacniacz nie wymaga w ogóle regulowania. W każdym przypadku należałoby doprowadzić do tego, aby tranzystory pracowały w optymalnych warunkach i miały maksymalnie możliwe duże wzmocnienie. Maksymalna powinna być moc wyjściowa wzmacniacza przy najmniejszych zniekształceniach i minimalnym prądzie pobieranym z baterii. Kolejność i sposób regulowania takiego wzmacniacza są takie same jak dla poprzedniego układu. Elementami podlegającymi regulowaniu są oporniki R_4, R_5, R_6, którymi ustala się warunki pracy tranzystorów. Przy ustalaniu wartości opornika R_5 należy mieć na uwadze, że przy jego małych wartościach wzrasta stabilność, natomiast spada wzmocnienie. Przy dużych zaś wartościach wzrasta wzmocnienie, lecz zmniejsza się napięcie na kolektorach. W przypadku gdy napięcie to staje się bliskie napięciu zmiennemu, powstają zniekształcenia. Ponadto wartość oporu obciążenia w oporowo-pojemnościowych układach jest ograniczona wartością oporu wejściowego następnego stopnia (obwodu bazy). Jeżeli chodzi o oporniki R_3 i R_8 w obwodzie emiterów, to wraz ze wzrostem ich wartości zwiększa się stabilność wzmacniacza, lecz jednocześnie powstają warunki sprzyjające wzrostowi oporu wejściowego, co jest niepożądane z przyczyn wyżej podanych. Kondensatory blokujące oporniki w obwodzie emiterów powinny mieć dużą pojemność. Chodzi o to, aby zwierały one dolne częstotliwości wzmacnianego sygnału. Jeżeli pojemności kondensatorów są zbyt małe lub gdy brak ich w ogóle, to wzmocnienie zmniejsza się znacznie. Niezbędną wartość oporu w obwodzie emitera można obliczyć z następującego wzoru:

$$R_E=\frac{U_{BE}}{I_K}$$

w którym:

R_E — szukana wartość oporu emitera [Ω];

U_{BE} — napięcie baza-emiter równe 0,1÷0,2 wartości napięcia baterii [V];

I_K — prąd kolektora [A].

Wartość oporów dla dzielnika napięć polaryzacji bazy tranzystorów wzmacniacza z rysunku 78 obliczamy ze wzoru

$$R_{2;7} = \frac{U_{BE}}{I}$$

w którym:

$R_{2;7}$ — szukana wartość oporu [Ω];

U_{BE} — napięcie baza-emiter [V];

I — prąd dzielnika kolektora równy 0,3÷0,5 prądu kolektora I_K [A].

Oczywiście wartość I_K dla stopnia wstępnego i końcowego nie jest jednakowa, dlatego wartości R_2 i R_7 są różne

$$R_{4;6} = \frac{U_z - U_{BE}}{I + \frac{I_K}{\beta}}$$

przy czym:

$R_{4;6}$ — szukana wartość oporu [Ω];

U_z — napięcie baterii zasilającej [V];

β — współczynnik wzmocnienia prądowego tranzystora danego stopnia.

Wartość pojemności kondensatora blokującego opory w obwodzie emitera obliczamy ze wzoru

$$C_{3;4} = \frac{2\,500}{f_d}$$

w którym:

$C_{3;4}$ — szukana wartość kondensatorów elektrolitycznych [μF];

f_d — dolna częstotliwość wzmacnianego sygnału [Hz].

Wartość oporu obciążenia wzmacniacza wstępnego wynosi

$$R_5 = \frac{R_4}{\beta}$$

Wartość oporu wejściowego każdego stopnia w układzie ze wspólnym emiterem wynosi ok. 1 kΩ. Aby uzyskać duże wzmocnienie, napięcie sterujące doprowadzane do wejścia następnego stopnia nie może ulegać zbytniemu zmniejszeniu na kondensatorze sprzęgającym. Praktycznie wystarcza, jeżeli opór kondensatora sprzęgającego wynosi około 0,1 oporu wejściowego następnego stopnia. Powinna być zatem spełniona zależność

$$X_{C1;2} \approx 0{,}1\, R_{WE1;2}$$

w którym:

$X_{C1;2}$ — opór kondensatorów sprzęgających;

$R_{WE1:2}$ — opór wejściowego stopnia na tranzystorach T_1 i T_2.

W zależności od wartości dolnej częstotliwości pasma, które wzmacniacz ma przenosić, wartość pojemności obliczamy ze wzoru

$$C_{1;2} = \frac{1}{2\pi f_d X_{C1;2}}$$

w którym:

$C_{1;2}$ — szukana wartość pojemności [F];

f_d — dolna częstotliwość pasma [Hz];

$X_{C1;2}$ — opór kondensatora sprzęgającego (równy 0,1 $R_{WE1;2}$) [Ω].

PRZYKŁAD. Obliczyć wartość pojemności kondensatora sprzęgającego, jeżeli $R_{WE} = 1$ kΩ, a $f_d = 200$ Hz

$$X_C = 0{,}1 \cdot 1 = 0{,}1 \text{ kΩ}$$

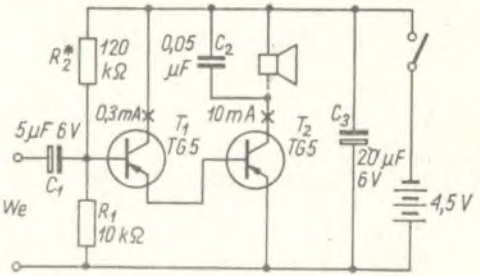
$$C = \frac{1}{2 \cdot 3{,}14 \cdot 200 \cdot 100} = \frac{10^6}{12{,}6 \cdot 10^4} \approx 8 \text{ μF}$$

Wartość pojemności kondensatorów sprzęgających waha się w praktyce w granicach 1÷10 μF. Wartość oporu potencjometrów na wejściu wzmacniaczy m.cz. wynosi 2,5÷10 kΩ. Opór ten stanowi obciążenie dla detektora i dopasowanie do oporu wejściowego tranzystora wzmacniacza wstępnego.

4.2.3. PRAKTYCZNE PRZYKŁADY PROSTYCH I ROZBUDOWANYCH WZMACNIACZY M.CZ. KLASY A

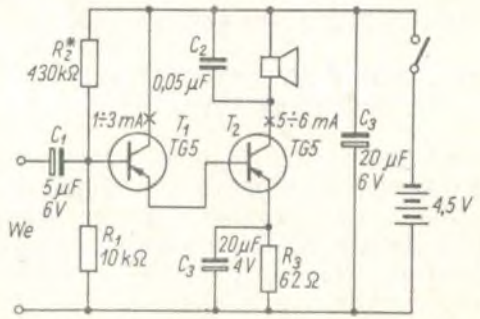
Oprócz wzmacniaczy m.cz. oporowo-pojemnościowych spotyka się często układy, w których poszczególne stopnie są ze sobą sprzężone bądź bezpośrednio, bądź przez transformator. Wzmacniacze te wykazują nieco lepsze wskaźniki elektryczne od poprzednio opisanych. Na rysunku 79 przedstawiono schemat stopnia końcowego wzmacniacza m.cz., w którym pracują tranzystory T_1 i T_2 bezpośrednio złączone. Przy czułości wejściowej 70 mV i pobieranym prądzie 10 mA oraz głośniku o oporze cewki 64 Ω moc wyjściowa wynosi 12÷15 mW. Zniekształcenia nieliniowe nie przekraczają 8%. Tranzystory T_1 i T_2 mają współzależne warunki pracy. Zastosowane w układzie tranzystory, których prąd zerowy kolektora nie przekraczał 10 μA i średnia wartość współczynnika wzmocnienia prądowego wynosiła około 50, wykazały, że prąd kolektora T_1 wynosi 0,3 mA, a kolektora T_2 — 8÷9,5 mA. Powyższe wartości prądu kolektorów były ustalone przez dobranie wartości opornika R_2. Dla skontrolowania i usta-

lenia właściwego prądu można włączyć miliamperomierz w przerwę obwodu kolektora T_1 lub T_2. Jeżeli ustalimy właściwy prąd jednego kolektora, to drugi ustali się automatycznie. Gdy warunki pracy ustala się na podstawie pomiaru prądu kolektora T_2, to zakres miliamperomierza na prąd stały powinien być około



Rys. 79. Schemat wzmacniacza m.cz. z tranzystorami sprzężonymi bezpośrednio [19]

dziesięciokrotnie większy od prądu ustalonego dla tego kolektora. Jest to konieczne, bowiem w chwili włączenia źródła zasilania prąd kolektora I_K stopnia wyjściowego będzie wielokrotnie większy niż prąd roboczy, co oczywiście może przeciążyć miliamperomierz. Wzmacniacz powyższy jest stosunkowo czuły na zmianę tranzystorów.



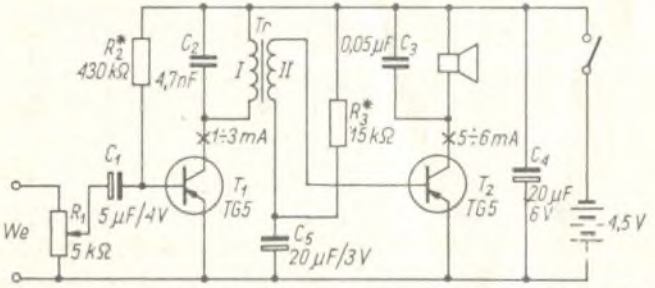
Rys. 80. Schemat stabilizowanego wzmacniacza m.cz. z tranzystorami sprzężonymi bezpośrednio [19]

Na rysunku 80 przedstawiono ten sam co wyżej układ z tym jednak, że wzmocnienie jest w nim stabilizowane za pomocą sprzężenia zwrotnego prądowego. Aby stabilizację tę osiągnąć, przyłączono do obwodu emitera tranzystora T_2 opornik R_3 o małej wartości, zablokowany dla prądów zmiennych kondensatorem elektrolitycznym o dużej pojemności. Elektryczne parametry tego stopnia są podobne jak w układzie bez stabilizacji. Elementy sta-

bilizacji umożliwiają jednak zastosowanie tranzystorów ze znacznymi rozrzutami podstawowych parametrów I_{KE0}, β. Opisane wyżej stopnie końcowe wzmacniaczy mogą pracować ze stopniami wejściowymi wzmacniaczy przedstawionych na rysunkach 75 i 78.

We wzmacniaczach o bezpośrednim sprzężeniu stosuje się oprócz tranzystorów p-n-p również tranzystory typu n-p-n. O konstrukcji takich wzmacniaczy oraz ich własnościach będzie jeszcze wzmianka w dalszej treści.

Ostatnio coraz częściej konstruuje się wzmacniacze m.cz. o sprzężeniu transformatorowym. Jest to praktyczny i wygodny sposób dopasowania niskooporowego wejścia stopnia następnego ze stosunkowo wysokooporowym wyjściem stopnia poprzedniego. Układy ze sprzężeniem transformatorowym są pewne w pracy i umożliwiają należyte wykorzystanie wzmacniających własności



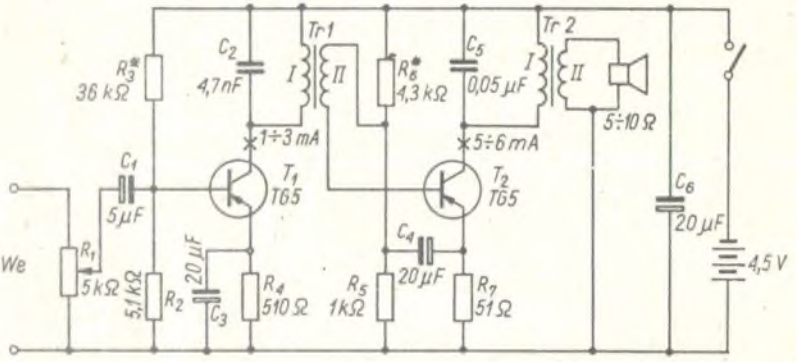
Rys. 81. Schemat wzmacniacza m.cz. ze sprzężeniem transformatorowym [19]

tranzystorów. Wzmocnienie takich wzmacniaczy może być kilkakrotnie większe niż wzmacniaczy dotychczas tu opisywanych. Niestety w praktyce poważną trudność nastręcza wykonanie transformatorów we własnym zakresie, niełatwo bowiem zdobyć materiał na permalojowe blaszki rdzeniowe lub gotowe wykroje jak również odpowiednie druty nawojowe. Niemniej jednak znana pomysłowość radioamatorów pozwala przypuszczać, że trudności te mimo wszystko pokonają i dlatego w p. 2.3 zamieszcza się dane niezbędne do wykonania potrzebnego transformatora we własnym zakresie.

Na rysunku 81 przedstawiono schemat prostego wzmacniacza m.cz. bez stabilizacji ze sprzężeniem transformatorowym. W układzie wykorzystano tranzystory o średniej wartości $\beta = 50$. Wzmacniacz ten cechuje się następującymi parametrami: czułość na wejściu od 5 do 8 mV, moc wyjściowa z głośnikiem 64 Ω około 12÷15 mW, prąd pobierany 8÷9 mA, zniekształcenia nieliniowe nie większe niż 5%. Transformator dopasowujący wykonano przy

zastosowaniu rdzenia permalojowego o przekroju 0,2÷0,5 cm². Uzwojenie pierwotne nawinięte przewodem DNE 0,05÷0,06 mm ma 2 500 zwojów, a wtórne 400 zwojów tego samego przewodu.

Na rysunku 82 przedstawiono schemat prostego stabilizowanego wzmacniacza m.cz. o transformatorowym sprzężeniu między stopniami. Jego parametry elektryczne są takie same jak poprzedniego, lecz praca przy dużych wahaniach temperatury otoczenia jest bardziej stabilna. Regulowanie wyżej opisanych wzmacniaczy o sprzężeniu transformatorowym sprowadza się do ustalenia właściwych warunków pracy tranzystorów. Dokonuje się tego w drodze doboru oporników R_3 (rys. 81) oraz R_3 i R_6



Rys. 82. Schemat stabilizowanego wzmacniacza m.cz. ze sprzężeniem transformatorowym [19]

(rys. 82). Prąd kolektora stopnia wstępnego powinien wynosić 1÷3 mA, a stopnia końcowego 5÷6 mA. Regulację charakterystyki częstotliwości realizuje się przez dobór kondensatorów C_2 i C_3 w pierwszym przypadku oraz kondensatorów C_2 i C_5 w drugim. Transformator wyjściowy dla głośnika dynamicznego można zastosować taki sam jak w układzie opisanym w p. 4.2.1 (rdzeń 0,2÷0,5 cm², uzwojenie pierwotne 450, uzwojenie wtórne 120 zwojów z odczepami).

Kończąc opis najprostszych wzmacniaczy m.cz. warto podkreślić, że ich zasadniczym niedostatkiem jest stosunkowo duży prąd pobierany przy małej mocy wyjściowej. Zużycie prądu można zmniejszyć jeżeli: bardzo skrupulatnie dobierze się odpowiednie warunki pracy dla każdego tranzystora; zmniejszy się prąd kolektora, zgadzając się na nieco większe zniekształcenia nieliniowe; zastosuje się bardzo czułe głośniki oraz wyższe napięcie baterii, tj. 6 lub 9 V. W tym ostatnim przypadku należy oczywiście zastosować w układzie oporniki o innych wartościach,

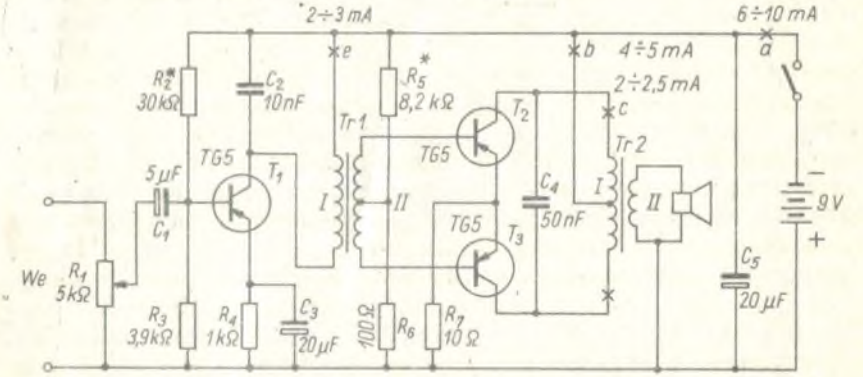
które należy obliczyć według wzorów podanych w p. 4.2.2. Wartości pojemności pozostają bez zmian, natomiast napięcie pracy powinno odpowiadać napięciu baterii.

4.2.4. WZMACNIACZE M.CZ. W UKŁADZIE PRZECIWSOBNYM KLASY B

Zaznajomiliśmy się już z prostymi wzmacniaczami m.cz. pracującymi w klasie A. Wiemy, że takie wzmacniacze są mało ekonomiczne ze względu na złą sprawność energetyczną. W odbiornikach przenośnych zapewniają one małą moc wyjściową, w granicach do 50 mW. Jeżeli zależy nam na odbiorniku tranzystorowym o większej mocy wyjściowej, to należy wykonać wzmacniacz m.cz. pracujący w bardziej ekonomicznych warunkach. Warunki takie można zapewnić przy pracy w klasie B. Idealnych warunków pracy w klasie B nie uzyskamy ze względu na powstawanie zniekształceń nieliniowych spowodowanych zagęszczeniem charakterystyk $I_K = f(U_{KE})$, występujących przy małych wartościach I_K. Przy niewielkim napięciu polaryzacji można uzyskać dużą moc wyjściową i możliwe do przyjęcia zniekształcenia nieliniowe, nie większe niż 10% przy jednoczesnym oszczędnym zużyciu prądu. Punkt pracy tranzystorów pracujących w stopniu końcowym wybiera się tak, aby prąd kolektora był minimalny. Takie warunki pracy sprawiają, że przy braku sygnału na wejściu prąd pobierany przez wzmacniacz z baterii jest minimalny, a przy dużych sygnałach na wejściu odpowiednio wzrasta. Biorąc pod uwagę, że średnio w każdej audycji radiowej słabe sygnały i przerwy wypełniają 60÷80% czasu jej nadawania, stwierdzamy, że średni prąd pobierany jest mały, chociaż moc wyjściowa w chwilach występowania dużych sygnałów będzie mogła dosięgać mocy maksymalnej, tj. 100÷200 mW. Ma to duże znaczenie dla eksploatacji tranzystorowych odbiorników zasilanych ze źródła małej mocy.

W produkcji przemysłowej jak również w praktyce radioamatorskiej wielką popularnością cieszą się wzmacniacze m.cz. o sprzężeniu transformatorowym. Przykładowy układ takiego wzmacniacza uwidoczniono na rysunku 83. Wzmacniacz ten składa się z dwóch stopni. W stopniu wejściowym sterującym (driver) pracuje tranzystor T_1, a w stopniu końcowym (wyjściowym) tranzystory T_2 i T_3. Stopień sterujący jest sprzężony z końcowym przez transformator *Tr1*, a stopień końcowy — z głośnikiem przez transformator dopasowujący *Tr2*. Przedstawiony na schemacie układ ma zapewnioną stabilizację pracy tranzystorów. W pierwszym stopniu sprzężenie zwrotne dla prądu stałego wprowadza opornik R_4 zablokowany kondensatorem C_3. Elementy te są włączone w obwód emitera tranzystora T_1. W obwodzie emi-

terów stopnia końcowego włączono opornik R_7 o małej wartości, którego zadaniem jest skompensowanie ewentualnych niedużych różnic parametrów tranzystorów T_2 i T_3. Tranzystory te powinny mieć analogiczne parametry β,I_{KE0}, R_{WE}, R_{WY}. Konieczną wartość napięcia polaryzacji dla baz tranzystorów uzyskuje się z dzielników oporowych R_2 i R_3 dla stopnia sterującego oraz R_5 i R_6 dla stopnia wyjściowego. W takim wzmacniaczu można użyć tranzystory TG2—TG8, TG50—TG55 (lub odpowiedniki pochodzenia zagranicznego) o współczynniku β od 30 do 35 i więcej oraz prądzie zerowym kolektora I_{K0} w granicach 10÷15 μA. Tranzystor o największym współczynniku β należy zastosować w stopniu sterującym. Jak już wyżej wspomniano, oba tranzy-



Rys. 83. Schemat wzmacniacza m.cz. w układzie przeciwsobnym klasy B [19]

story stopnia wyjściowego powinny mieć możliwie analogiczne parametry. Zrozumiałą jest więc rzeczą, że powinny one być jednego typu, a podstawowe parametry obydwu egzemplarzy nie mogą się różnić więcej niż w granicach ±10%. Jeżeli warunek ten nie zostanie spełniony, wzmacniacz będzie zniekształcał. Doboru tranzystorów należy dokonać badając je na podstawowe parametry według wskazówek przytoczonych w p. 2.5.3.

Dane dotyczące transformatorów *Tr1* i *Tr2* zastosowanych w układzie eksperymentalnym były następujące:

— *Tr1* — rdzeń z blachy permalojowej o przekroju około 0,5 cm², uzwojenie pierwotne około 1 800 zwojów DNE 0,06 mm, uzwojenie wtórne dwa razy po 350 zwojów DNE 0,1 mm,

— *Tr2* — rdzeń taki sam jak w *Tr1*, uzwojenie pierwotne dwa razy po 450 zwojów DNE 0,1 mm nawiniętych bifilarnie, uzwojenie wtórne 120 zwojów DNE 0,25 mm. Dobrze jest w uzwojeniu wtórnym, poczynając od 50 zwoju, zrobić odczepy co 8÷÷10 zwojów. Umożliwi to dokładne dopasowanie oporu wyjścio-

wego wzmacniacza do oporu głośnika. Gdyby jednak były trudności z wykonaniem odczepów, a zwłaszcza na ich obudowie, podajemy dla ułatwienia: dla głośnika o oporze cewki 5 Ω uzwojenie wtórne transformatora powinno zawierać około 55 zwojów; dla głośnika o oporze 7 Ω — około 70 zwojów; dla głośnika o oporze 10 Ω — około 85 zwojów, a o oporze 30 Ω — około 120 zwojów.

4.2.5. URUCHAMIANIE I REGULOWANIE WZMACNIACZA M.CZ. KLASY B W UKŁADZIE PRZECIWSOBNYM

Na podstawie wyżej podanego schematu rozpatrzymy sposoby i kolejność postępowania przy uruchamianiu i regulowaniu pracy wzmacniacza. Podane na schemacie wartości oporów zostały obliczone przy założeniu, że zastosowane tranzystory będą miały średnie wartości współczynnika wzmacniania $\beta = 40 \div 60$, a prąd zerowy kolektora I_{K0} nie będzie większy niż 10 μA. Najpierw poprzez oględziny, a potem za pomocą omomierza sprawdzamy poprawność montażu elektrycznego, a więc jego zgodność ze schematem ideowym. Następnie w szereg z przewodem połączonym z ujemnym biegunem baterii przyłączamy w punkcie *a* miliamperomierz na zakresie 30÷50 mA i ustawiamy potencjometr R_1 w położeniu maksymalnej głośności (do końca w prawo). Z kolei włączamy źródło zasilania. Jeżeli na potencjometrze jest zestyk zwierny w obwodzie zasilania, to wspomniane włączenie odbywa się jednocześnie. Przy braku sygnałów na wejściu wzmacniacza oraz braku samowzbudzenia lub w braku uszkodzenia, amperomierz powinien wskazać wartość prądu pobieranego z baterii w granicach 6÷10 mA. Gdyby jednak samowzbudzenie powstało, prąd wskazywany przez miliamperomierz może być kilkakrotnie większy. Usłyszymy wówczas dostatecznie głośny dźwięk podobny do warkotu. Samowzbudzenie takie powstaje najczęściej z powodu pasożytniczego sprzężenia zwrotnego stopnia wyjściowego ze stopniem sterującym. Aby usterkę tę usunąć, należy zamienić miejscami końcówki pierwotnego uzwojenia *Tr1*.

W celu poprawienia charakterystyki przenoszenia wzmacniacza konstruktorzy wprowadzają niekiedy w układ ujemne sprzężenie zwrotne. Czynią to w taki sposób, że część napięcia wyjściowego z uzwojenia wtórnego *Tr2* doprowadzają do wejścia stopnia sterującego. Jeżeli wskutek odwrócenia fazy zamiast ujemnego sprzężenia powstanie sprzężenie dodatnie, układ wzbudzi się. Należy wówczas zamienić końcówki uzwojenia wtórnego *Tr2*.

Jeżeli zjawiska samowzbudzenia nie stwierdza się, a wartość prądu pobieranego mieści się w podanych wyżej granicach, to do wejścia wzmacniacza doprowadzamy sygnał m.cz. i za pomocą oporników R_2 i R_3 dobieramy warunki pracy tranzystorów

w stopniu sterującym i końcowym. Najpierw regulujemy warunki pracy tranzystorów stopnia wyjściowego bez sygnału sterującego na wejściu. W tym celu włączamy miliamperomierz w przerwę obwodu zasilania kolektorów T_2 i T_3 w punkcie *b*. Opornik R_5 zastępujemy potencjometrem o wartości 10÷15 kΩ z szeregowo połączonym z nim opornikiem stałym o wartości 3÷5 kΩ. Po włączeniu źródła zasilania ustalamy potencjometrem prąd kolektora na poziomie 4÷5 mA. Dopiero teraz doprowadzamy na wejście wzmacniacza sygnał m.cz. i obserwujemy miliamperomierz. Powinien on wskazać duży wzrost wartości prądu kolektorów tranzystorów T_2 i T_3, do 25÷30 mA. Prąd taki powstanie przy odpowiednio dużym sygnale wejściowym, którego wartość można zmierzyć za pomocą woltomierza na prąd zmienny. Będzie ona miarą czułości wzmacniacza.

Jeżeli próba powyższa wykaże, że występują duże zniekształcenia, to stąd wniosek, że przyczyną może być niewłaściwa wartość napięcia polaryzacji, niesymetryczność uzwojenia wtórnego *Tr1* lub pierwotnego *Tr2* albo zbyt duża różnica w wartościach podstawowych parametrów T_2 i T_3. Najpierw należy odłączyć sterowanie wzmacniacza i zmienić napięcie polaryzacji, podwyższając prąd kolektorów T_2 i T_3 do 6÷7 mA. Jeżeli po włączeniu sterowania zniekształcenia nadal występują, należy zmienić warunki pracy tranzystora T_1. Gdy i to nie pomoże, należy, włączając miliamperomierz w punktach *c* i *d*, sprawdzić minimalne i maksymalne prądy kolektorów każdego tranzystora. Jest rzeczą zrozumiałą, że badane prądy powinny być dwukrotnie mniejsze niż w punkcie *b*. W przypadku gdy różnica prądu badana w punktach *c* i *d* będzie większa niż 10%, trzeba należycie dobrać tranzystory T_2 i T_3. Jeśli i to nie pomoże, należy przyjąć, że przyczyna tkwi w niesprawnym transformatorze albo wadliwym głośniku i dlatego należy je sprawdzić.

Po wyregulowaniu stopnia wyjściowego przystępujemy do regulowania stopnia sterującego. Dobierając wartości opornika R_2 usiłujemy uzyskać maksymalną głośność przy względnie małym poziomie zniekształceń. W miarę wzrostu głośności wartość sygnału doprowadzanego do wejścia należy zmniejszać, mierząc i notując zarówno doprowadzane napięcie, jak i prąd kolektorów stopnia wyjściowego. Prąd kolektora T_1 powinien wynosić 2÷3 mA. Aby sprawdzić, czy prąd ten ma rzeczywiście taką wartość, przyłączamy miliamperomierz w punkcie *e*. Na tym kończymy regulowanie wzmacniacza bez użycia specjalnych przyrządów pomiarowych.

Mając natomiast odpowiednie przyrządy, postępujemy w sposób następujący. Do końcówek cewki głośnika przyłączamy miliwoltomierz na prąd zmienny oraz wejście oscyloskopu, a do bazy stopnia sterującego — wyjście generatora akustycznego o często-

tliwości 1 000 Hz poprzez kondensator o pojemności 0,05÷0,1 μF i szeregowo z nim połączony opornik 5÷10 kΩ. Z masą generatora łączymy dodatni biegun baterii. Napięcie wyjściowe z generatora powinno wynosić 1,5÷2 V. Dobierając odpowiednio opornik R_5 staramy się uzyskać na oscyloskopie prawidłowy obraz sinusoidy oraz napięcie wyjściowe. Wartość napięcia, jakie powinno być doprowadzone do cewki głośnika, obliczamy na podstawie wzoru

$$U = \sqrt{P_{max} Z_{gł}}$$

w którym:

U — szukane napięcie, jakie powinno być doprowadzone do cewki głośnika [V];

P_{max} — projektowana moc wyjściowa [W];

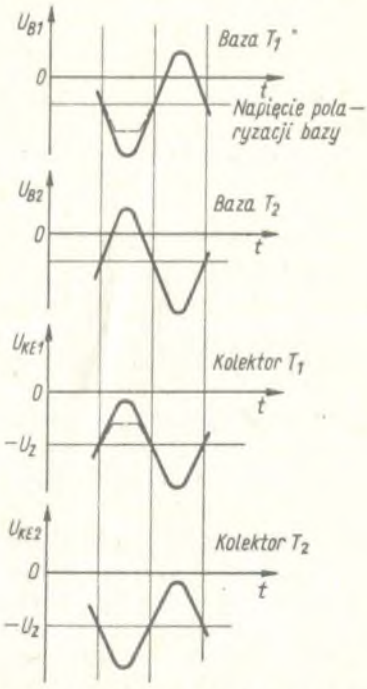
$Z_{gł}$ — opór cewki głośnika dla prądu zmiennego [Ω].

PRZYKŁAD. $P_{max} = 100$ mW $= 0{,}1$ W, $R_{gł} = 5$ Ω, $Z_{gł} = 1{,}25 \cdot 5 = 6{,}25$ Ω, $U = \sqrt{0{,}1 \cdot 6{,}25} = 0{,}8$ V. Regulując warunki pracy mierzymy wartość pobieranego prądu. Jeżeli się okaże, że wartość ta jest nadmierna, postępujemy w sposób analogiczny jak opisano wyżej. Jeśli występują zniekształcenia, należy prześledzić przebieg sygnału zmiennego doprowadzonego do wejścia wzmacniacza, obserwując obraz napięcia na oscyloskopie w następujących punktach: na cewce głośnika, na kolektorach T_2 i T_3 oraz na bazach T_2 i T_3. Obrazy przebiegów napięć zilustrowano na rysunku 84.

W przypadku gdy zniekształcenia występują na jednej z baz, to przyczyną tego może być wadliwy transformator sprzęgający *Tr1*. Wady transformatora mogą być wynikiem różnicy liczby zwojów (zwłaszcza gdy nie były one nawijane bifilarnie) lub przetartej izolacji przewodu (możliwość zwarć zwojów). Jeżeli zniekształceń nie stwierdzi się na kolektorach tranzystorów T_2 i T_3, to przyczyny należy się dopatrywać w źle dobranych warunkach pracy tych tranzystorów lub w uszkodzeniu transformatora wyjściowego *Tr2*. Przyczyny tych usterek mogą być podobne do opisanych wyżej dla transformatora *Tr1*. Zniekształcenia wystąpią również wówczas, gdy niewłaściwie zostały dobrane tranzystory T_2 i T_3, co można sprawdzić mierząc napięcie zmienne na kolektorach T_2 i T_3. Wartości napięć powinny być prawie identyczne. Jeżeli okaże się, że mimo uzyskania wymienionych wyżej wartości napięć i prądów oraz stwierdzenia, że transformatory są sprawne, zniekształcenia nadal występują, trzeba będzie wymienić tranzystory T_2 i T_3 na inne o większym współczynniku wzmocnienia β.

Po uzyskaniu należytej pracy stopnia końcowego przystępujemy do regulowania warunków pracy stopnia sterującego. W tym

celu zmniejszamy napięcie wyjściowe generatora do wartości 30÷60 mV, i dobierając odpowiednio wartość opornika R_2 usiłujemy uzyskać przy najmniejszych zniekształceniach maksymalne napięcie na wyjściu wzmacniacza. To maksymalne napięcie świadczy o uzyskaniu maksymalnego wzmocnienia. Z kolei ponownie zmniejszamy napięcie wejściowe i znowu przy tym niższym sygnale, dobierając warunki pracy tranzystora T_1, usiłu-

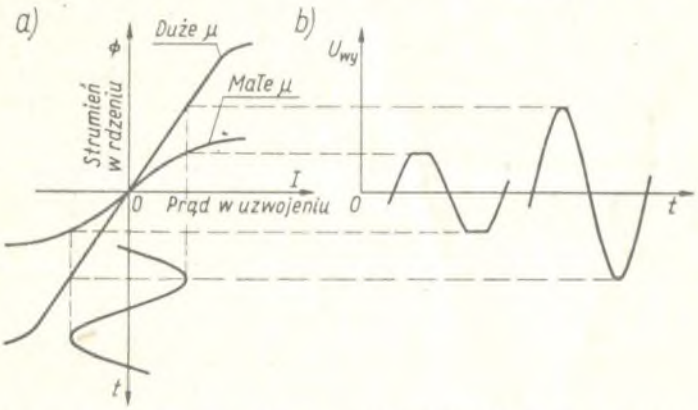


Rys. 84. Przebiegi napięciowe na elektrodach tranzystorów wzmacniacza m.cz. w układzie przeciwsobnym klasy B
——— sygnał bez zniekształceń; —— sygnał zniekształcony

jemy uzyskać przy najmniejszych zniekształceniach maksymalne wzmocnienie wzmacniacza. Tak postępujemy aż do chwili, w której przy najniższym napięciu wejściowym uzyskamy wymaganą moc lub napięcie wyjściowe.

Doświadczalny układ wzmacniacza, w którym zastosowano tranzystory o współczynniku $\beta = 40 \div 60$, odznaczał się czułością na wejściu równą 20 mV, współczynnikiem wzmocnienia napięciowego 50, mocą wyjściową 10 mW (0,1 W), zniekształceniami nieliniowymi poniżej 10%, poborem prądu 14÷18 mA i sprawnością energetyczną 60÷78%. Gdy na wejściu wzmacniacza nie ma żadnego sygnału, układ pobiera około 10% mocy zużywanej

przy pełnym wysterowaniu. Ten układ wzmacniacza jest często stosowany nie tylko w odbiornikach miniaturowych, lecz również w dużych odbiornikach produkcji fabrycznej, np. *Limba* lub *Malwa* oraz w przenośnych turystycznych, konstruowanych przez radioamatorów. Jest rzeczą zrozumiałą, że w stosunku do większych odbiorników wymagania są wyższe. Dotyczy to zwłaszcza mocy wyjściowej odbiornika i barwy dźwięku. Stosowany w nich głośnik dynamiczny ma lepszą charakterystykę i szersze pasmo przenoszenia niż głośnik miniaturowy, jednak wymaga większej mocy wyjściowej, a mianowicie 150÷250 mW. W czasie regulowania takich wzmacniaczy m.cz. trudno nieraz uzyskać na wyjś-



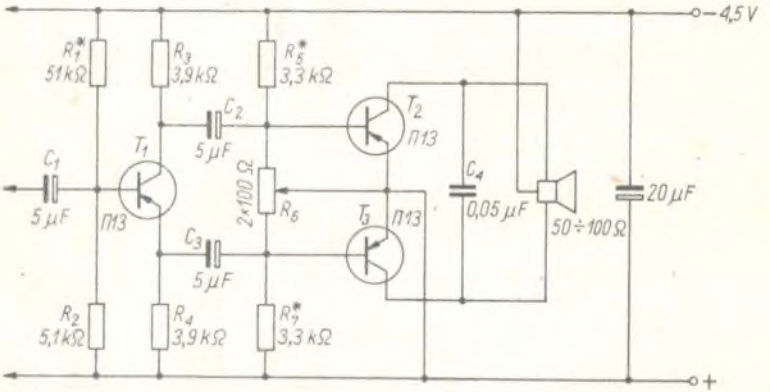
Rys. 85. Wpływ rdzenia na zniekształcenia wprowadzane przez transformator: a) zależność strumienia od wartości prądu w uzwojeniu; b) kształt napięcia wyjściowego

ciu prawidłowy obraz wzmacnianego napięcia. Przyczyną tego jest niekiedy duży prąd stały nasycający rdzeń transformatora, a zwłaszcza *Tr2*, gdyż przez jego zwoje może przepływać prąd o wartości 50÷60 mA. Jeżeli przekrój rdzenia transformatora jest zbyt mały, to zjawisko to spowoduje duże zmniejszenie współczynnika przenikalności magnetycznej μ i z kolei duże zniekształcenia napięcia wyjściowego. Wyjaśnia to wykres na rysunku 85, wykazujący zależność współczynnika przenikalności magnetycznej μ od wartości prądu w uzwojeniu. Dzieje się tak, gdyż zależność współczynnika μ od prądu jest nieliniowa. Wobec tego rozmiary zewnętrzne rdzenia należy dobierać w zależności od wartości mocy wyjściowej. Trzeba poza tym pamiętać, że napięcie zmienne na kolektorach wzmacniaczy wyjściowych wynosi 3÷5 V. Można w pewnym stopniu zmniejszyć zniekształcenia stosując większe napięcie baterii i odpowiednio dobierając punkt pracy.

W przypadku gdy czułość na wejściu wzmacniacza jest niedostateczna, konstruktorzy dobudowują wzmacniacz wstępny analogiczny do stopnia sterującego. W ten sposób zwiększa się czułość wejściowa układu do wartości 5÷10 mV.

4.2.6. PRAKTYCZNE PRZYKŁADY WZMACNIACZY WSTĘPNYCH M.CZ. KLASY B W UKŁADZIE PRZECIWSOBNYM

Oprócz wzmacniaczy m. cz. o sprzężeniu transformatorowym, spotyka się wiele innych rozwiązań konstrukcyjnych wzmacniaczy pracujących w klasie B. Na rysunku 86 przedstawiono układ wzmacniacza z dużym obciążeniem bezpośrednim włączonym w obwody kolektorowe tranzystorów stopnia wyjściowego. Obciążeniem tym może być głośnik elektrodynamiczny lub elektromagnetyczny z odczepem od środka cewki o oporze czynnym (rezystancji) cewek 2×50÷100 Ω. Takim warunkom odpowiada-



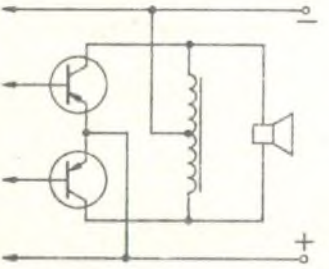
Rys. 86. Schemat wzmacniacza m. cz. klasy B bez transformatorów [19]

ją np. głośniki wykonane ze słuchawki telefonicznej. W przypadku posiadania głośnika o wyżej podanej wartości oporu i bez odczepu środkowego, można go włączyć między kolektory, a napięcie zasilania doprowadzić przez dławik tak, jak to pokazano na rysunku 87.

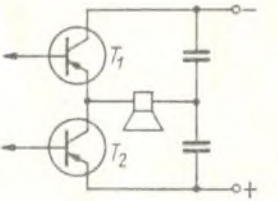
Możliwe jest również włączenie głośnika o oporze cewki około 40 Ω. Układ stopnia końcowego takiego wzmacniacza przedstawiono na rysunku 88. Tranzystory T_1 i T_2 są połączone szeregowo dla prądu stałego, a dla prądu zmiennego jak gdyby równolegle. Wynika to stąd, że kolektor tranzystora T_1 jest dla prądów zmiennych zwarty z emiterem T_2 dużą pojemnością kondensatora C_1. Analogicznie jest w przypadku kolektora tranzysto-

ra T_2. Nie jest to jednak połączenie całkiem równoległe, bowiem napięcia wejściowe dla każdego tranzystora mają przeciwną fazę, tak jak w zwykłym układzie przeciwsobnym. Zaletą tego układu tzw. „single ended push pull" (właściwej nazwy polskiej nie ma) jest łatwość dopasowania, ponieważ optymalny opór obciążenia jest czterokrotnie mniejszy niż dla zwykłego układu przeciwsobnego i wynosi około 40 Ω. Jego wadą natomiast jest konieczność stosowania wyższego napięcia zasilania, aby nie dopuścić do dużych zniekształceń.

Stopień sterujący wzmacniacza przedstawionego na rysunku 86 stanowi wtórnik emiterowy. Wadą jego jest mniejszy od jedności współczynnik wzmocnienia. Dlatego taki układ można wykorzystać tylko w przypadku zastosowania co najmniej dwustopniowego wzmacniacza wstępnego. Podobne wzmacniacze stosują radioamatorzy w przypadku konstruowania odbiornika o mo-



Rys. 87. Układ wzmacniacza m.cz. klasy B z zasilaniem dławikowym

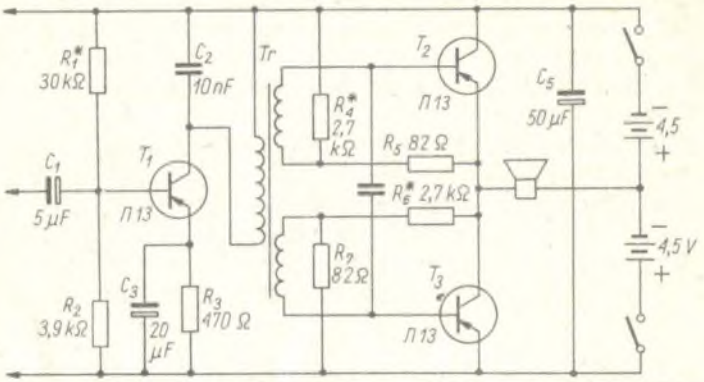


Rys. 88. Szeregowo-równoległy stopień końcowy wzmacniacza m.cz. klasy B

cy wyjściowej nie przekraczającej 50 mW. Aby uzyskać najmniejsze zniekształcenia nieliniowe nie przekraczające 10÷12%, należy dla omawianego układu tak dobrać warunki pracy tranzystorów, aby prąd kolektora T_1 był w granicach 0,5÷1 mA, maksymalny prąd stopnia końcowego w granicach 15÷20 mA, a współczynnik wzmocnienia tranzystora T_1 $\beta > 50$. Dla tranzystorów T_2 i T_3 wartość β nie ma zasadniczego znaczenia.

Warunki pracy tranzystorów ustala się za pomocą oporników R_1, R_5 i R_7. Należy mieć na uwadze, aby opór cewek głośnika w stosunku do środkowego odczepu był identyczny. Jeśli jednak opór ten ma różną wartość, to niekiedy udaje się uniknąć zniekształceń przez dobieranie odpowiednich warunków pracy dla każdego z tranzystorów T_2 i T_3 za pomocą oporników R_5 i R_7. Ten sam efekt można osiągnąć dobierając odpowiednio tranzystory o różnych parametrach.

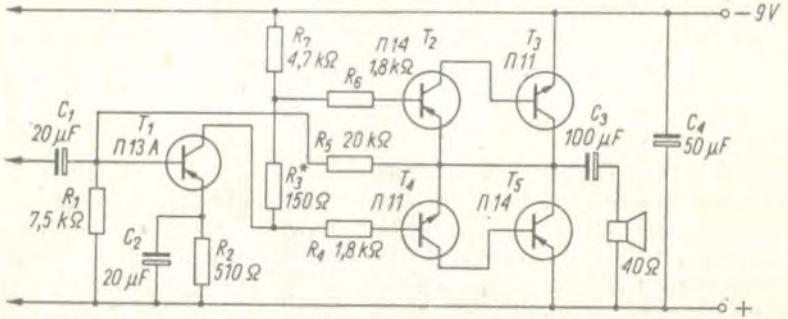
Na rysunku 89 przedstawiono schemat wzmacniacza m.cz. z jednym transformatorem sterującym i dwiema bateriami zasilającymi. Szeregowe połączenie tranzystorów T_2 i T_3 sprawia, że opór wyjścia tego stopnia jest stosunkowo niewielki i że



Rys. 89. Schemat wzmacniacza m.cz. klasy B z jednym transformatorem sterującym [19]

dzięki temu można zastosować głośnik o impedancji około 30 Ω przyłączony do układu bezpośrednio bez transformatora.

W układzie zastosowano tranzystory ze współczynnikiem $\beta = 50 \div 60$. Czułość układu na wejściu wynosiła około 80 mV. Moc

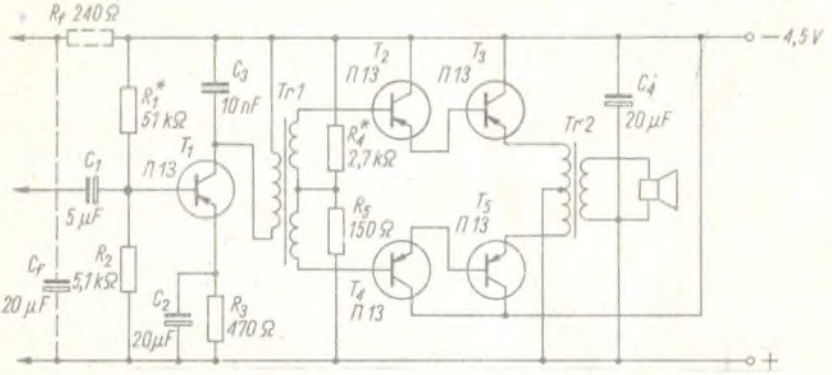


Rys. 90. Schemat wzmacniacza m.cz. klasy B na tranzystorach p-n-p i n-p-n o sprzężeniu bezpośrednim [19]

wyjściowa, przy zniekształceniach nie przekraczających 10% i maksymalnym prądzie pobieranym 50 mA, wynosiła ponad 200 mW. Prąd kolektora T_1 powinien być w granicach 1,5÷3 mA. Opornikami, którymi należy ustalić warunki pracy tranzystorów, są R_1, R_4 i R_6 odpowiednio dla każdego tranzystora. Transformator sterujący może być taki, jaki zastosowano w układzie przedstawionym na rysunku 83.

Na rysunku 90 przedstawiono schemat wzmacniacza, którego stopień końcowy pracuje na tranzystorach *p-n-p* i *n-p-n*. Wprawdzie krajowych tranzystorów typu *n-p-n* radioamator na razie nie kupi, ale może przypadkowo nabyć zagraniczne, np. radzieckie tranzystory П11. Mały opór wyjściowy wzmacniacza umożliwia zastosowanie głośnika o podobnej impedancji co poprzedni. Pewną niedogodnością jest konieczność bardzo starannego dobrania par tranzystorów. W tym układzie pary stanowią tranzystory T_2 i T_4 oraz T_3 i T_5.

Warunki pracy tranzystorów przy braku sygnału na wejściu są następujące: prąd kolektora tranzystora T_1 około 1 mA, prąd pobierany z baterii około 2,5 mA. Stopień końcowy pracuje



Rys. 91. Schemat transformatorowego wzmacniacza m.cz. klasy B na tranzystorach *p-n-p* o sprzężeniu bezpośrednim [19]

w klasie AB. Warunki pracy tranzystorów tego stopnia zależą od wartości oporu R_3.

Na rysunku 91 przedstawiono schemat wzmacniacza, którego stopień końcowy pracuje na tranzystorach bezpośrednio z sobą połączonych. Tak połączone tranzystory mają współczynnik wzmocnienia β bez porównania większy niż tranzystory pojedyncze. Wartość tego współczynnika można obliczyć ze wzoru

$$\beta \approx \beta_1 \beta_2$$

w którym:

β_1 — współczynnik wzmocnienia prądowego pierwszego tranzystora;

β_2 — współczynnik wzmocnienia drugiego tranzystora.

Dzięki temu połączeniu można zastosować w stopniu końcowym pracę tranzystorów w układzie wspólnego kolektora, który — jak wiemy — ma duży opór wejściowy, a mały wyjściowy. Stąd i możliwość dobrego dopasowania oporu wyjściowego z obciążeniem. Natomiast wadą takiego połączenia jest małe wzmoc-

nienie, rekompensowane dużym wzmocnieniem bezpośrednio złączonych tranzystorów. W odróżnieniu od układów wzmacniaczy wcześniej opisanych, w tym ostatnim można stosować źródła zasilające o małej wartości napięcia (4,5 V).

Układ odznacza się tym, że jego sprawność energetyczna wynosi około 70%, moc wyjściowa około 150 mW, a zniekształcenia nieliniowe 2÷3%. Można w nim stosować tranzystory o współczynniku $\beta \geqslant 20$. Warunki pracy tranzystorów zależą od wartości oporników R_1 i R_4.

Dane transformatorów są następujące: rdzeń z blachy permalojowej o przekroju 0,6÷0,8 cm²; uzwojenie pierwotne dla *Tr1* wynosi 700 zwojów DNE 0,1 mm, uzwojenie wtórne — 2×1 500 zwojów DNE 0,06 mm; uzwojenie pierwotne dla *Tr2* — 2×200 zwojów DNE 0,15÷0,2 mm, uzwojenie wtórne — 55 zwojów DNE 0,35÷0,4 mm z odczepami od 35 i 45 zwoju odpowiednio dla impedancji głośników 5; 7 i 10 Ω.

Wymienione wyżej stopnie końcowe wymagają dodatkowych stopni wzmacniaczy wstępnych, o czym już wspominano. Zdarza się często, że po włączeniu wzmacniacza wstępnego następuje w układzie samowzbudzenie. W takim przypadku konieczne jest zastosowanie filtru odsprzęgającego utworzonego z opornika 200÷300 Ω i kondensatora elektrolitycznego o pojemności 10÷÷50 μF. Filtr ten powinien być włączony w przerwę przewodu doprowadzającego ujemne napięcie baterii w miejscu oznaczonym na schemacie linią przerywaną.

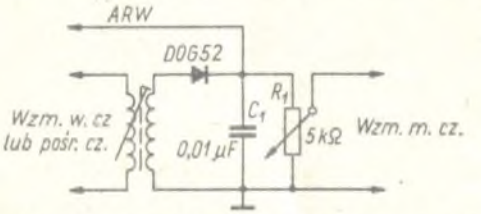
4.3. DETEKTORY

Nawet najbardziej prosty odbiornik tranzystorowy musi mieć stopień detekcji, którego zadaniem jest wydzielenie z sygnału modulowanego w.cz. lub pośr.cz. sygnału akustycznego. Do detekcji służy dioda lub tranzystor. Detekcja w odbiornikach tranzystorowych w porównaniu z odbiornikami lampowymi napotyka pewne trudności. Polegają one na tym, że doprowadzany do wejścia detektora sygnał jest w porównaniu z sygnałem odbiornika lampowego stosunkowo mały. Zatem stopień detektora powinien być tak zaprojektowany, aby jego sprawność była możliwie duża dla małych sygnałów. Dodatkową trudnością jest mały opór wejściowy wzmacniacza m.cz.

4.3.1. DETEKTORY DIODOWE

Schemat najczęściej stosowanego stopnia detektora w odbiornikach zarówno radioamatorskich jak i fabrycznych przedstawiono na rysunku 92. Stopień ten składa się z niewielkiej liczby

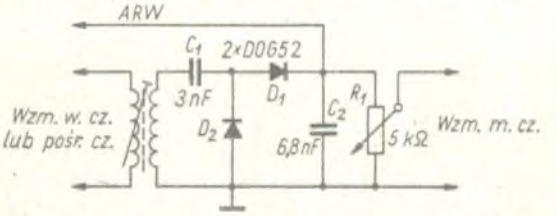
elementów: diody germanowej, kondensatora C_1 filtrującego pozostałe po detekcji resztki napięć w.cz. lub pośr.cz. oraz potencjometru R_1 stanowiącego obciążenie detektora i spełniającego jednocześnie funkcję regulatora siły dźwięku. Podstawową wadą tak zbudowanego stopnia detekcji jest bardzo mały współczynnik sprawności. Dla odbiorników lampowych, w których sygnał poddawany detekcji jest większy niż w przypadku odbiorników tranzystorowych, współczynnik ten wynosi 0,7÷0,9, natomiast dla odbiorników tranzystorowych tylko 0,05÷0,1. Przy tym ni-



Rys. 92. Schemat powszechnie stosowanego stopnia detektora diodowego [19]

skooporowe wejście wzmacniacza m.cz. wpływa na zmniejszenie zarówno oporu wejściowego detektora, jak i współczynnika sprawności a także ogólnego wzmocnienia odbiornika. Nie pozostaje zatem nic innego, jak konstruować wzmacniacze m.cz. o dużej czułości wejściowej.

Niskooporowe wejście detektora pracującego na diodzie uniemożliwia bezpośrednie włączenie tego stopnia w obwód rezo-



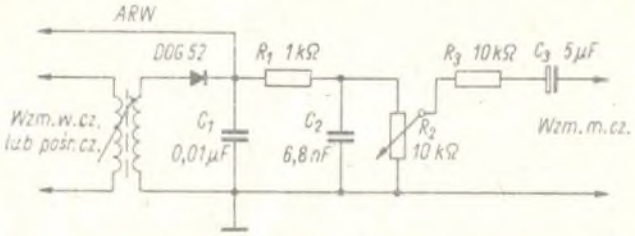
Rys. 93. Schemat detektora diodowego z podwajaczem napięcia [19]

nansowy, bowiem zmniejszyłoby to jego dobroć i wzmocnienie. Aby zmniejszyć tłumiące działanie stopnia detekcyjnego sprzęgamy go ze stopniem pośredniej lub wielkiej częstotliwości za pomocą transformatora lub autotransformatora. Liczba zwojów cewki sprzęgającej wynosi 1/5÷1/8 liczby zwojów uzwojenia pierwotnego. W układzie można zastosować diody krajowe i ich odpowiedniki zagraniczne (tabl. 22).

W praktyce radioamatorskiej wykonuje się często stopień detekcyjny według schematu podanego na rysunku 93. W od-

różnieniu od poprzedniego rozwiązania, układ ten zapewnia uzyskanie na wyjściu detektora około dwukrotnie większego napięcia częstotliwości akustycznej.

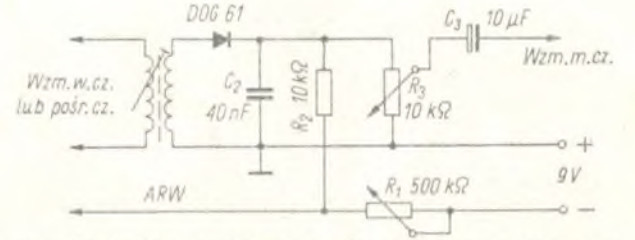
Stopień detekcyjny może być skonstruowany również w sposób uwidoczniony na rysunku 94. Elementy C_1, R_1 i C_2 tworzą filtr dla napięć wielkiej lub pośredniej częstotliwości, które występują na wyjściu detektora wskutek niedoskonałości charakterystyki diody. Należy pamiętać, że oporniki R_1 i R_2 nie mogą



Rys. 94. Schemat detektora diodowego z filtrem RC na wyjściu

mieć dużych wartości, bowiem wówczas zmniejszy się napięcie na wyjściu detektora. Sygnał po detekcji wykorzystuje się jako napięcie sterujące dla ARW (automatycznej regulacji wzmocnienia).

Aby stopień detekcji miał możliwie dużą czułość, stosuje się układ przedstawiony na rysunku 95. Dioda detekcyjna otrzymuje niewielkie napięcie polaryzacji w kierunku przewodzenia

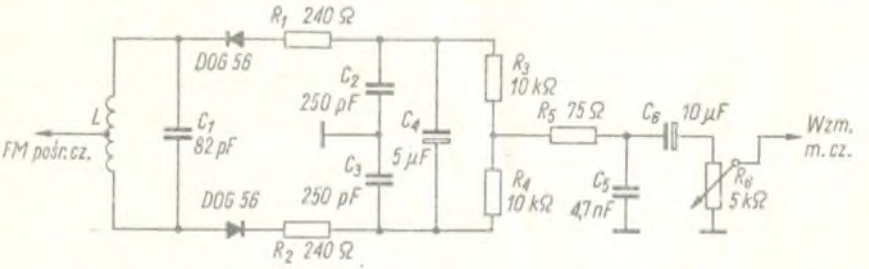


Rys. 95. Schemat detektora diodowego o zwiększonej czułości

o wartości około 0,1 V. Napięcie to uzyskuje się z dzielnika napięć, jaki tworzą oporniki R_1 i R_2 oraz potencjometr R_3 regulujący siłę dźwięku. Elementem ustalającym poziom napięcia polaryzacji jest opornik nastawny R_1. Stopień detekcji z diodą, poza ostatnio opisanym układem, nie wymaga w zasadzie regulowania. Należy tylko dokładnie sprawdzić zgodność montażu ze schematem, pewność lutowania oraz sprawność techniczną po-

szczególnych elementów składowych, a zwłaszcza diody. Przedstawione wyżej układy detekcyjne, stosowane w odbiornikach z zakresem fal długich, średnich i krótkich, odznaczają się prostotą konstrukcji, która wynika z funkcji fali modulowanej amplitudowo AM.

Dla zakresu fal ultrakrótkich (modulacja częstotliwości FM) układ detektora jest bardziej rozbudowany. Przykład takiego rozwiązania układowego przedstawiono na rysunku 96. Jest on również nazywany dyskryminatorem fazy. Sygnał pośr.cz. (10,7 MHz) zostaje doprowadzany do środka cewki L obwodu rezonansowego LC_1. W przypadku braku modulacji sygnał pośr.cz. powoduje przepływ prądu o jednakowej wartości przez obie dio-



Rys. 96. Schemat detektora *FM* dla odbiornika ultrakrótkofalowego [63]

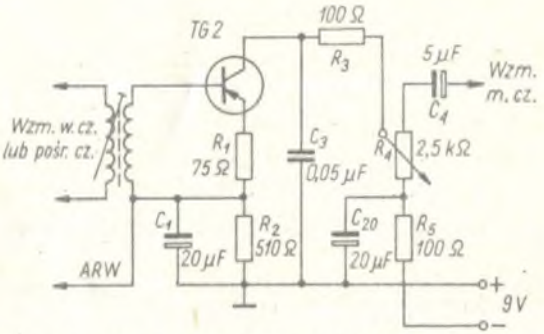
dy, w związku z czym na opornikach R_3 i R_4 występują jednakowe napięcia o przeciwnych kierunkach, tak że napięcie wyjściowe ma wartość zerową. W przypadku sygnału modulowanego, w zależności od wielkości odstrojenia od częstotliwości pośredniej, przewodzi bardziej dioda jedna lub druga. Wskutek tego na wyjściu detektora napięcie jest już nie zerowe, lecz proporcjonalne do zmiany częstotliwości, a więc odtwarza sygnał modulacji. Dla poprawnej pracy układu jest wymagana stała wartość amplitudy sygnału wejściowego. Zapewnia to stopień poprzedzający dyskryminator, który spełnia funkcję ogranicznika amplitudy.

4.3.2. DETEKTORY TRANZYSTOROWE

Detektor tranzystorowy wykazuje znacznie więcej zalet niż detektor diodowy. Najważniejszą z nich jest możliwość wysterowania znacznie mniejszym sygnałem oraz dostarczenia do obwodu ARW znacznie większej mocy. Ten sam tranzystor spełnia jednocześnie funkcję wzmacniacza m.cz.

Rysunek 97 przedstawia praktyczny schemat detektora tranzystorowego, w którym wykorzystano tranzystor (TG2, TG5) pra-

cujący w układzie *WE*. Obciążeniem tego stopnia jest potencjometr R_4 spełniający jednocześnie funkcję regulatora siły dźwięku. Układ ten jest stabilizowany. Opornik R_2 w obwodzie emitera powoduje sprzężenie zwrotne dla prądu stałego, a R_1 — dla prądu zmiennego. Ujemne sprzężenie zwrotne dla prądu zmiennego zmniejsza zniekształcenia nieliniowe detektora. Detekcja sygnału jest możliwa wskutek nieliniowej zależności prądu kolektora od napięcia bazy. W celu uzyskania najbardziej efektywnej detekcji należy punkt pracy tranzystora dobrać tak, aby znajdował się on na odcinku maksymalnej krzywizny. Dlatego do bazy tranzystora trzeba doprowadzić napięcie polaryzacji o wartości około 0,1 V. Jak już wspomniano, stopień ten oprócz detekcji wzmacnia sygnały m.cz., przy czym współczynnik wzmocnienia może osiągnąć wartość 15÷20. W układzie można



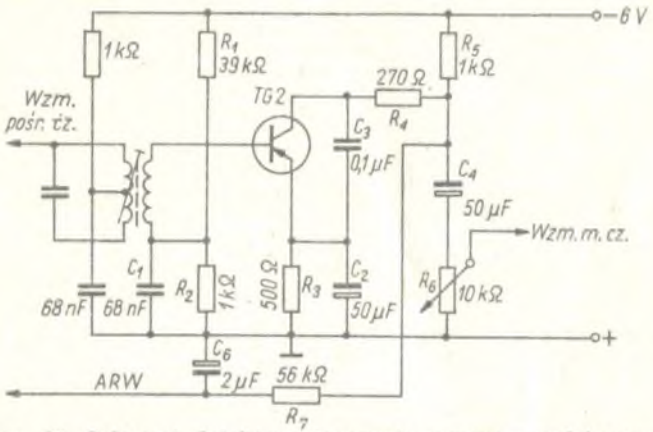
Rys. 97. Schemat praktycznego detektora tranzystorowego [19]

wykorzystać tranzystory o współczynniku wzmocnienia $\beta \geqslant 40$, przeznaczone do pracy w stopniach m.cz. Dobrze jest, jeżeli zastosuje się np. tranzystor w.cz. TG40, OC170 lub z radzieckich П401—П403, gdyż wówczas współczynnik przenoszenia jest znacznie większy. W punkcie pracy tranzystora powinien płynąć prąd kolektora o wartości 0,1÷0,8 mA.

Warunki pracy tego stopnia można dokładnie dobrać w czasie regulowania wszystkich stopni odbiornika. Jeżeli nie dokonujemy tego na słuch, a mamy odpowiednie przyrządy pomiarowe, to postępujemy następująco. Do wejścia stopnia detekcyjnego (bazy tranzystora) doprowadzamy z generatora przez kondensator o pojemności 0,05÷0,1 µF sygnał w.cz. o napięciu 0,1÷÷0,3 V modulowany do głębokości 30%. Następnie do wyjścia wzmacniacza m.cz. przyłączamy w sposób opisany w p. 4.2.1 oscyloskop oraz woltomierz i sprawdzamy, czy obraz sinusoidy oraz wartość napięcia są prawidłowe. Możemy również skontro-

lować pracę samego stopnia detekcyjnego, przyłączając do jego wyjścia potencjometr R_4, oscyloskop i woltomierz. Należy przy tym pamiętać, że na wejściu stopnia detekcyjnego powinno się uzyskać możliwie maksymalną czułość i jednocześnie na wyjściu takie napięcie, aby wzmacniacz m.cz. nie był przesterowany i wiernie odtwarzał sygnał bez zniekształceń.

Nieco inne rozwiązanie układowe detektora tranzystorowego przedstawiono na rysunku 98. W celu zwiększenia sprawności tego stopnia dla małych sygnałów baza tranzystora otrzymuje ujemne napięcie polaryzacji rzędu 0,1 V z dzielnika napięć R_1



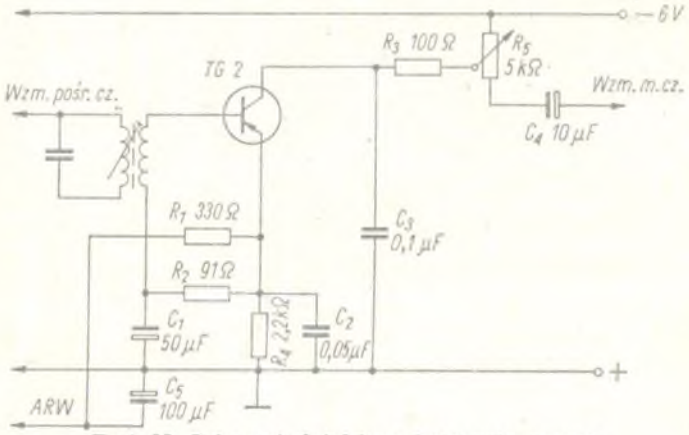
Rys. 98. Schemat detektora tranzystorowego o zwiększonej czułości

i R_2. Modulowane napięcie pośr.cz. ulega prostowaniu na złączu baza-emiter i jednocześnie wzmocnieniu w obwodzie kolektora.

Kondensator C_3 służy do odfiltrowania napięć pośr.cz., które przedostały się do obwodu kolektora. Pojemność tego kondensatora należy tak dobrać, aby filtrował on sygnał w.cz., a nie tłumił większych częstotliwości akustycznych. Napięcie ARW pobierane z kolektora filtrują kondensator C_6 i opornik R_7. Układ jest stabilizowany, wobec czego zabezpiecza początkowy punkt pracy tranzystora, tak że wahania temperatury lub zmiana parametrów tranzystora pozostają prawie bez wpływu.

Schemat na rysunku 99 przedstawia jeszcze inny wariant układowy detektora tranzystorowego. Baza nie otrzymuje żadnego napięcia polaryzacji w stosunku do emitera, wobec czego prąd kolektora przy braku sygnału jest bardzo mały. Z chwilą pojawienia się sygnału na wejściu detektora, następuje na złączu *BE* prostowanie. W obwodzie kolektora popłynie teraz prąd o częstotliwości akustycznej. Poprzez regulator siły dźwięku energia

przenosi się do następnych stopni wzmacniacza m.cz. Kondensator C_3 zwiera pozostałe po detekcji resztki napięć pośr.cz. Prąd płynący podczas detekcji przez tranzystor powoduje spadek napięcia na oporniku R_4 i wtedy emiter uzyskuje potencjał ujemny w stosunku do masy odbiornika. Następnie napięcie to po odfiltrowaniu przez opornik R_1 i kondensator C_5 służy do automatycznej regulacji wzmocnienia wzmacniacza w.cz., lub pierwszego stopnia wzmacniacza pośr.cz. Wartość spadku napięcia na



Rys. 99. Schemat detektora tranzystorowego

oporniku R_4 zmienia się odpowiednio do zmian fali nośnej odbieranej stacji. Opornik R_2 między emiterem a bazą tranzystora służy do uzyskania liniowej detekcji.

Sposób regulowania i kontroli pracy tych układów jest podobny jak w przypadku układów wyżej opisanych, lecz z uwzględnieniem konstrukcyjnych odmienności i własności.

4.4. WZMACNIACZE WIELKIEJ CZĘSTOTLIWOŚCI

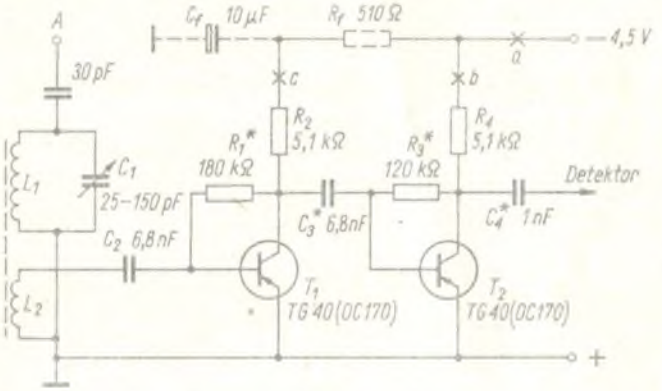
Dla zwiększenia czułości każdy odbiornik tranzystorowy powinien mieć wzmacniacz w.cz. Wzmacniacz taki jest niezbędny w odbiorniku o bezpośrednim wzmocnieniu. Istnieje kilka typów wzmacniaczy w.cz.

4.4.1. WZMACNIACZE W.CZ. OPOROWO-POJEMNOŚCIOWE

Wzmacniacze w.cz. oporowo-pojemnościowe mają zastosowanie zarówno w odbiornikach prostych jak i superheterodynowych. Oczywiście najczęściej są stosowane w odbiornikach o bezpośrednim wzmocnieniu, których czułość jest niezbyt duża. Tego

rodzaju wzmacniacze w.cz. stanowią układy o prostej konstrukcji i nie przysparzają wielu trudności przy uruchamianiu i regulowaniu. Budową swoją przypominają oporowo-pojemnościowe wzmacniacze m.cz.; podobne są również ich zalety i wady. Brak w układzie elementów indukcyjnych (w danym przypadku obwód wejściowy odbiornika nie jest brany pod uwagę) sprawia, że wzmacniacz jest stabilny w pracy i nieskłonny do samowzbudzenia, bowiem opór wejściowy i wyjściowy wzmacniacza jest dopasowany.

Wzmacniacz ten powinien pracować w szerokim zakresie częstotliwości, który musi odpowiadać zakresowi fal odbiornika. Aby wzmocnienie nie zmalało, należy stosować tranzystory o dużej częstotliwości granicznej, np. TG40, OC170 lub П401—П403 itp. Przy zastosowaniu tego typu tranzystorów o średnich wartościach



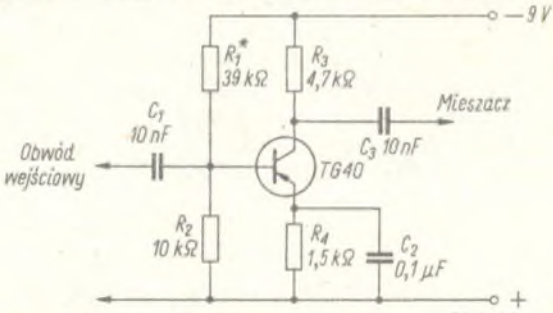
Rys. 100. Schemat aperiodycznego wzmacniacza w.cz. [19]

współczynnika β można uzyskać wzmocnienie jednego stopnia w granicach 15÷20. W celu uzyskania większego wzmocnienia radioamatorzy próbują zwiększyć liczbę stopni wzmacniacza w.cz., lecz może to doprowadzić do niestabilności w pracy wskutek pasożytniczego sprzężenia zwrotnego poszczególnych stopni wzmacniacza. Samowzbudzenia te łatwo usuwa filtr odsprzęgający w obwodzie zasilania.

Praktyczny schemat ideowy wzmacniacza w.cz. przedstawiono na rysunku 100. Jest on stosowany w odbiornikach prostych o bezpośrednim wzmocnieniu. Jak widać ze schematu, obciążeniem kolektorów są oporniki R_2 i R_4, a sprzężenie między stopniami realizują kondensatory C_3 i C_4. Takie wzmacniacze w.cz. stosuje się dla zakresu fal długich i średnich.

Dane dotyczące cewek: dla fal długich — cewka L_1 około 250÷270 zwojów przewodu DNE 0,1÷0,12, a cewka L_2 około

15÷20 zwojów takiego samego przewodu; dla fal średnich — cewka L_1 około 80÷110 zwojów przewodu DNE 0,15÷0,2, a cewka L_2 około 7÷10 zwojów takiego samego przewodu. Zamiast pełnego przewodu można użyć odpowiedniej licy. Cewki te są nawinięte na pręcie ferrytowym o długości około 100 mm i przekroju 8÷10 mm. Podane wyżej liczby zwojów są właściwe tylko wówczas, gdy zastosowano kondensator zmienny C_1 o pojem-



Rys. 101. Schemat praktycznego stopnia wzmacniacza w.cz.

ności 25÷150 pF. Jeżeli pojemność początkowa oraz końcowa tego kondensatora są innę, liczbę zwojów należy odpowiednio dobrać.

Rysunek 101 przedstawia układ wzmacniacza w.cz., jaki można zastosować dla zakresu fal długich, średnich oraz krótkich w odbiorniku superheterodynowym. Wzmacniacz ten może zwiększyć czułość odbiornika; jest objęty stabilizacją i przydatny wówczas, gdy w odbiorniku z zakresem fal krótkich stosujemy antenę teleskopową.

4.4.2. REGULOWANIE WZMACNIACZY W.CZ. OPOROWO-POJEMNOŚCIOWYCH

Regulowanie tych wzmacniaczy nie przedstawia dużych trudności. Zastosowano w nich tranzystory o dużej częstotliwości granicznej i współczynniku wzmocnienia β równym 40÷60 oraz $I_{KE0}=5\div10$ µA. Wzajemny układ elementów składowych na płytce montażowej nie wpływa na działanie wzmacniacza. W większości przypadków regulowanie polega na odpowiednim dobraniu warunków pracy tranzystorów oraz liczby zwojów cewek L_1 i L_2 obwodu wejściowego.

Jeśli nie dysponujemy przyrządami pomiarowymi, to postępujemy następująco. Wzmacniacz w.cz. wraz z obwodem wejściowym łączymy z detektorem i wzmacniaczem m.cz., po czym włączamy źródło zasilania. W razie powstania samowzbudzenia,

usuwamy je za pomocą filtru odsprzęgającego, składającego się z elementów R_f i C_f. Wartość oporu R_f wynosi 500÷1 000 Ω, a pojemności kondensatora elektrolitycznego C_f 5÷20 μF. Filtr ten wprowadzamy w przerwę obwodu zasilania — punkt *a* na rysunku 100. Jeżeli samowzbudzenie nadal występuje, włączamy filtr w sposób wskazany linią przerywaną.

Po usunięciu samowzbudzenia przystępujemy do dobrania warunków pracy tranzystorów T_1 i T_2. W punkcie *b* przyłączamy miliamperomierz na prąd stały w zakresie 3÷5 mA i dobierając odpowiednio (za pomocą opornika zmiennego w sposób opisany przy wzmacniaczach m.cz.) opornik R_3 (zgodnie z opisem schematu lub orientacyjnie w granicach od 0,5 do 0,6 mA) ustalamy wartość prądu kolektora tranzystora T_2. Podobnie ustalamy prąd kolektora tranzystora T_1, mierząc wartość prądu miliamperomierzem przyłączonym w punkcie *c*.

Po dobraniu warunków pracy tranzystorów usiłujemy odebrać najbliższą radiostację. Jeżeli odbioru nie ma przyłączamy do cewki L_1 antenę zewnętrzną poprzez kondensator C_a o wartości około 30 pF. Gdy i to nie pomoże, należy sprawdzić, czy układ w ogóle działa oraz czy ma właściwą szerokość roboczego pasma obwodu wejściowego. Dokonujemy tego posługując się innym sprawnym odbiornikiem, który nastawiamy na odbiór miejscowej lub niedalekiej radiostacji. Odebranie jej audycji oznacza, że wykonany przez nas odbiornik ma zbyt małą czułość, albo że zakres roboczy obwodu wejściowego nie pokrywa zakresu fali radiostacji.

Aby się przekonać, czy czułość odbiornika i wzmocnienie wzmacniacza w.cz. nie są zbyt małe, zwiększamy prąd kolektorów tranzystorów we wzmacniaczu w.cz. o 20÷30% albo też do wyjścia wzmacniacza m.cz. przyłączamy zamiast głośnika bardziej czułe słuchawki. Jeżeli uda się uzyskać odbiór, to warunki pracy tranzystorów dobieramy tak, aby siła odbioru była maksymalna. W tym celu dobieramy również odpowiednią odległość cewki L_2 w stosunku do cewki L_1. Jeżeli jednak uzyskana siła odbioru nadal nie wystarcza do wysterowania głośnika, to zwiększamy nieco liczbę zwojów cewki L_2, pojemność kondensatorów C_3 i C_4 lub wymieniamy tranzystory na inne, o większym współczynniku wzmocnienia β. Należy jednak mieć na uwadze, że zwiększenie liczby zwojów cewki L_2 prowadzi do zmniejszenia selektywności odbiornika. Granicą zwiększania liczby zwojów cewki L_2 jest występujący przesłuch sąsiedniej radiostacji, wprowadzający zakłócenie odbioru.

W przypadku gdy obwód wejściowy nie pokrywa zakresu pasma, przyłączamy równolegle do kondensatora C_1 pomocniczy kondensator obrotowy o pojemności około 500 pF (od odbiornika lampowego) oraz usiłujemy uzyskać odbiór stacji. Jeżeli nam się

to uda, odłączamy kondensator pomocniczy, ustawiamy kondensator C_1 na maksymalną pojemność, a do cewki L_1 dowijamy taką liczbę zwojów, przy której uzyskamy odbiór. Gdy użycie pomocniczego kondensatora okaże się nieskuteczne, należy zmniejszyć liczbę zwojów cewki L_1. Warto przy tym zwrócić uwagę, że dobierając ostateczną liczbę zwojów płytki rotora w kondensatorze C_1 powinny mieć położenie podobne jak w kondensatorze sprawnego odbiornika dostrojonego do tej samej stacji. Wówczas miejsca stacji na skali odbiornika będą jednakowe.

Dysponując przyrządami pomiarowymi doprowadzamy sygnał w.cz. z generatora w.cz. w punkcie A oraz do baz tranzystorów T_1 i T_2. Dobranie warunków pracy tranzystorów oraz regulowanie obwodów wejściowych realizuje się w sposób wyżej opisany.

Regulowanie wzmacniacza w.cz. przedstawionego na rysunku 101 sprowadza się do ustalenia wartości napięcia polaryzacji na bazie tranzystora z tym, że elementem regulującym jest opornik R_1.

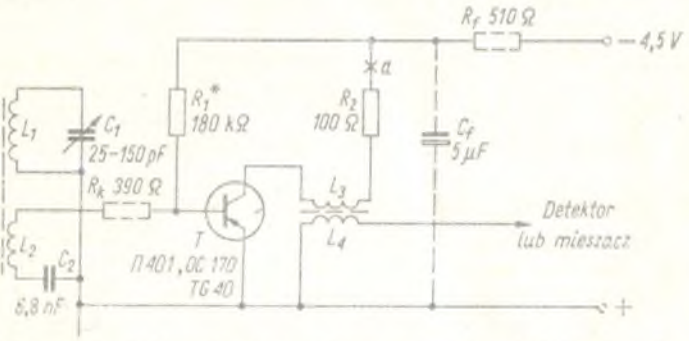
4.4.3. WZMACNIACZE W.CZ. Z OBCIĄŻENIEM INDUKCYJNYM

Tego rodzaju wzmacniacze zapewniają lepsze dopasowanie poszczególnych stopni, a więc i większe wzmocnienie. Bardzo chętnie stosują je radioamatorzy w prostych odbiornikach o bezpośrednim wzmocnieniu. Pod względem konstrukcji są one bardziej skomplikowane, a poza tym bardziej skłonne do samowzbudzania się, które pozostaje w związku m.in. z wzajemnym rozmieszczeniem elementów składowych. Samo regulowanie nastręcza tu dużo większych trudności. Przyczyną samowzbudzania może być pasożytnicze sprzężenie zwrotne, podobnie jak we wzmacniaczach oporowo-pojemnościowych, lub pasożytnicza przewodność wewnętrzna, powstająca wskutek pojemności między kolektorem a bazą. Powoduje ona sprzężenie zwrotne między obwodem wyjściowym a wejściowym tranzystora. W stopniach wzmacniacza w.cz. z obciążeniem indukcyjnym może również powstać między obwodami kolektora a bazy dodatnie sprzężenie zwrotne wskutek wzajemnego oddziaływania na siebie obciążenia indukcyjnego i anteny ferrytowej. W takim przypadku należy stopień wzmacniacza w.cz. oddalić nieco od anteny. Wymienione wady w poważnym stopniu komplikują budowę takich wzmacniaczy, rekompensuje je jednak możliwość uzyskania dużego wzmocnienia napięcia w.cz.

Praktyczny przykład prostego wzmacniacza w.cz. przedstawiono na rysunku 102. Obciążenie stopnia wzmacniającego stanowi szerokopasmowy transformator w.cz. L_3 i L_4. Niekiedy zamiast transformatora stosuje się dławik w.cz. Cewki transfor-

matora powinny mieć niewielką dobroć — rzędu 20. Przy pracy dobroć ta w obwodzie znacznie się zmniejszy.

Transformator szerokopasmowy wykonuje się przy zastosowaniu rdzeni o kształcie pierścienia z ferrytu. Cewka L_3 powinna mieć około 60 zwojów, a cewka L_4 około 180÷200 zwojów przewodu DNE 0,08÷0,1. Liczba zwojów cewek antenowych L_1 i L_2 może być równa podanej w opisie oporowo-pojemnościowego wzmacniacza w.cz. Wskazane jest użycie tranzystora o dużej częstotliwości granicznej; jeżeli jednak odbiornik ma pracować tylko na falach długich, to można użyć tranzystora o średniej wartości częstotliwości granicznej, np. typu TG20. Pojedyncze eg-



Rys. 102. Schemat wzmacniacza w.cz. z obciążeniem indukcyjnym [19]

zemplarze tego tranzystora będą pracowały również na falach średnich. Współczynnik β może przekraczać średnie wartości, a nawet osiągać 150. Należy jednak podkreślić, że jeżeli współczynnik wzmocnienia β przekracza 120, to zmniejsza się stabilność układu. W takim przypadku konieczne jest zapobieganie powstawaniu samowzbudzenia za pomocą bądź dzielnika napięć w obwodzie polaryzacji bazy, bądź opornika w obwodzie emitera i filtru odsprzęgającego R_fC_f w obwodzie zasilania.

4.4.4. REGULOWANIE WZMACNIACZA W.CZ. Z OBCIĄŻENIEM INDUKCYJNYM

Wzmacniacz należy połączyć z pozostałymi zespołami odbiornika i włączyć źródło zasilania. Jeżeli okaże się, że występuje samowzbudzenie, należy je usunąć w pierwszej kolejności. W tym celu trzeba zastosować filtr odsprzęgający R_fC_f w obwodzie zasilania, zwracając przy tym jednak uwagę, że w niektórych przypadkach wartość kondensatora C_f musi być zmniejszona do wartości 10÷50 nF. Jeżeli samowzbudzenia nie udało

się usunąć, należy zmienić usytuowanie transformatora w.cz. (L_3 i L_4), to znaczy oddalić go od cewek anteny ferrytowej (lub odwrotnie). Można też pozostawić transformator w.cz. w tym samym miejscu, zmieniając kierunek jego ustawienia w stosunku do anteny, lub zamienić końcówki cewek L_2 i L_3. Jeżeli samowzbudzenie ustąpiło, zachowujemy nowe położenie transformatora (może się jednak okazać, że po włożeniu płytki montażowej do obudowy będzie jeszcze potrzebna korekta tego położenia). Dopiero potem można transformator w.cz. lub antenę ferrytową umocować na stałe.

Wszystkie wyżej wymienione zabiegi mogą wszakże nie dać pożądanego rezultatu. Przyczyną sprzężenia może być bowiem pojemność wewnętrzna tranzystora między kolektorem a bazą. Wzbudzenie powstaje wówczas wskutek zastosowania tranzystora o dużym współczynniku wzmocnienia β. W takim przypadku do obwodu bazy należy przyłączyć opornik R_k o wartości 50÷÷500 Ω (rys. 102). Opornik ten zmniejsza niestety wartość napięcia na wejściu i dlatego musi być bardzo dokładnie dobrany (eksperymentalnie w czasie odbioru audycji).

Po usunięciu usterek związanych z samowzbudzeniem, przystępujemy do dobrania warunków pracy tranzystora. Prąd kolektora może się wahać w granicach 0,8÷2 mA i zależy od współczynnika β oraz napięcia zasilania. Elementem regulującym jest opornik R_1. W przerwę — punkt *a* na schemacie — włączamy miliamperomierz. Prąd kolektora dobieramy ostatecznie podczas odbioru audycji, usiłując uzyskać głośny i czysty odbiór.

Z kolei przystępujemy do regulowania obwodu wejściowego. Należy pamiętać, że w miarę zwiększania liczby zwojów cewki antenowej L_2 wzrasta czułość odbiornika, lecz jednocześnie pogarsza się jego selektywność. Dzieje się tak dlatego, że przy zbyt dużym sprzężeniu między cewkami L_1 a L_2 mały opór wejściowy wzmacniacza w.cz. tłumi obwód antenowy L_1C_1 i zmniejsza jego dobroć. Następnie staramy się uzyskać odbiór na krańcach wybranego zakresu fal. Jeżeli się okaże, że siła odbioru stacji czynnych na krańcach tego zakresu wykazuje dużą różnicę, musimy dobrać odpowiednią liczbę zwojów cewki L_3 transformatora w.cz. Podana powyżej liczba zwojów cewki L_3 odpowiada środkowej częstotliwości zbliżonej do częstotliwości pośredniej 450÷÷470 kHz. Jeżeli chcemy uzyskać maksymalne wzmocnienie, a liczbę odbieranych radiostacji ograniczyć do najbliżej położonych, to liczbę zwojów cewki L_3 dobieramy tak, aby środkowa częstotliwość była bliska częstotliwości, na jakiej pracuje dana radiostacja. Zwiększona liczba zwojów cewki L_3 przesuwa częstotliwość środkową w kierunku mniejszych wartości i odwrotnie. Wzmacniacze w.cz., w których częstotliwość środkowa jest do-

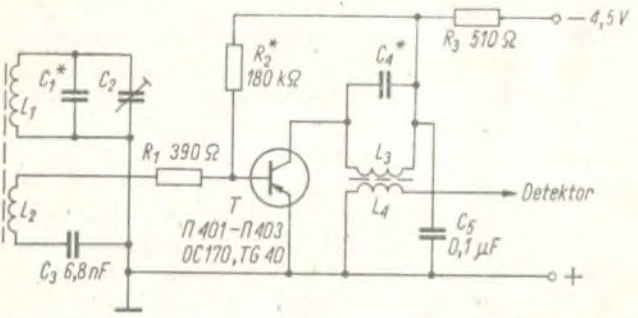
brana w granicach częstotliwości pośredniej, nie mogą być zastosowane w odbiornikach superheterodynowych ze względu na występujące gwizdy interferencyjne.

W końcu jeszcze raz ustalamy najbardziej odpowiednie i zapewniające maksymalną głośność ustawienie transformatora w.cz. w stosunku do anteny ferrytowej. Transformator w.cz. przymocowujemy na stałe i na tym regulowanie zostaje zakończone.

4.4.5. PRAKTYCZNE PRZYKŁADY ROZWIĄZAŃ UKŁADOWYCH WZMACNIACZY W.CZ.

Wzmacniacz w.cz. przedstawiony schematycznie na rysunku 103 chętnie jest stosowany w przypadku montażu prostego odbiornika o bezpośrednim wzmocnieniu. Jest on dostrojony do jednej określonej radiostacji. Obciążeniem tranzystora jest transformator w.cz. L_3 L_4. Uzwojenie L_3 powinno być o dużej dobroci i nastrojone na częstotliwość odbieranej radiostacji. Umożliwia to — przy dopasowaniu obwodu wejściowego — znaczne zwiększenie wzmocnienia, tak że w dolnym pasmie fal średnich wynosi ono 25÷30.

Aby uzyskać dużą dobroć uzwojenia L_3, należy umieścić je w kubku ferrytowym. Jeżeli odbiornik jest zaprojektowany na



Rys. 103. Schemat wzmacniacza w.cz. z obwodem strojonym [19]

odbiór jednej radiostacji w zakresie fal średnich, to uzwojenie L_3 powinno zawierać około 80÷90 zwojów, a L_4 około 10÷15 zwojów DNE 0,12÷0,15 mm. Dla fal długich L_3 zawiera 150÷160 zwojów, a L_4 około 15÷25 zwojów DNE 0,1÷0,12 mm. Liczbę zwojów cewek L_1 i L_2 anteny ferrytowej podano przy opisie na rysunku 100.

Regulowanie wzmacniacza rozpoczynamy od sprawdzenia, czy nie występuje samowzbudzenie. Jeżeli ono występuje to próbujemy usunąć generację jednym z wcześniej opisanych sposobów. Gdyby wszystkie te sposoby zawiodły, należy umieścić

transformator w.cz. w ekranie z obudowy uszkodzonego kondensatora elektrolitycznego lub ogniwa baterii.

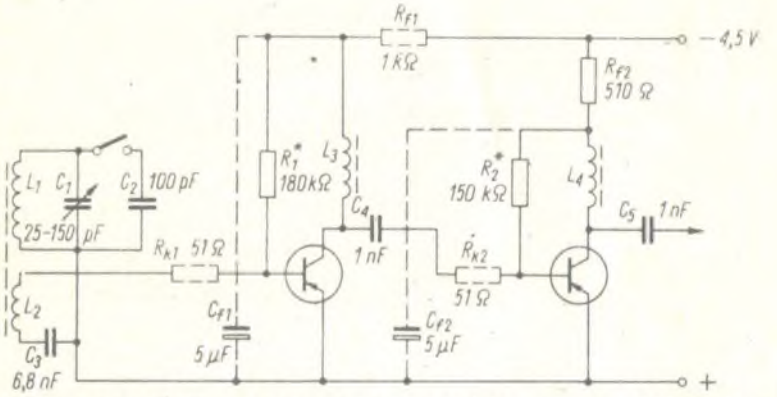
Następnie, podobnie jak w poprzednim przypadku, dobieramy warunki pracy tranzystora oraz regulujemy obwód wejściowy i transformator w.cz. Obwód wejściowy i transformator w.cz. dostrajamy do wybranej radiostacji najlepiej za pomocą przyrządów pomiarowych. Najpierw dostrajamy obwód wejściowy z uzwojeniem L_3. W tym celu do bazy tranzystora przyłączamy generator w.cz., a na wejście detektora lub wzmacniacza w.cz. miliwoltomierz o dużym oporze wejściowym. Doprowadzając z generatora w.cz. sygnał o wartości kilku miliwoltów, znajdujemy częstotliwość rezonansową obwodu. Zmieniając wartość pojemności kondensatora C_3 i częstotliwość generatora, stroimy obwód na zakres wybranej radiostacji. Dokładne strojenie przeprowadzamy za pomocą rdzenia umiejscowionego w środku kubka ferrytowego. Z kolei dobieramy warunki pracy tranzystora i przystępujemy do regulowania obwodu wejściowego. Sygnał z generatora w.cz. doprowadzamy do cewki L_1 i znów za pomocą kondensatora C_1 nastrajamy obwód. Dokładne nastrojenie przeprowadzamy za pomocą trymera C_2. Przy strojeniu obwodu wejściowego może okazać się konieczne odwinięcie lub dowinięcie kilku zwojów cewki L_1.

Po wyregulowaniu sprawdzamy odbiornik na słuch. Jeżeli dobrze odbiera wybraną radiostację, to przy użyciu parafiny utrwalamy położenie rdzenia transformatora w.cz. i trymera C_2.

W przypadku konieczności regulowania wzmacniacza w.cz. na słuch, postępujemy w sposób następujący. Równolegle do cewki L_1 przyłączamy kondensator nastawny o maksymalnej pojemności 500 pF. Rdzeń ferrytowy transformatora w.cz. ustawiamy w środkowym położeniu, a pojemność kondensatora C_4 dobieramy w granicach 200÷250 pF. Następnie, strojąc kondensatorem nastawnym, znajdujemy wybraną radiostację. Jeżeli nam się to nie udaje, to zwiększamy pojemność kondensatora C_4 albo ją zmniejszamy. Gdy usłyszymy audycję, dobieramy dokładniej wartość kondensatora C_4 i pokręcając rdzeń transformatora w.cz. staramy się uzyskać maksymalną głośność audycji. Podobnie dobieramy C_1 i C_2. Według położenia rotora w stosunku do statora kondensatora nastawnego oceniamy przybliżoną wartość jego pojemności i równolegle wlutowujemy kondensator stały C_1 o takiej właśnie wartości. Nastąpi zanik audycji, ponieważ wartość pojemności wzrosła dwukrotnie w stosunku do ustalonej. Zmniejszamy wówczas pojemność kondensatora nastawnego aż do minimum. Jeżeli ponownie nie usłyszymy audycji oznacza to, że wartość wlutowanego kondensatora stałego jest zbyt duża. W przypadku gdy audycję usłyszymy jeszcze przed osiągnięciem minimalnej pojemności, to wartość kondensatora stałego należy

zwiększyć. Dokładniej regulujemy obwód trymerem C_2 o pojemności 10÷30 pF. Jeżeli cewkę L_1 można przesuwać wzdłuż ferrytowego pręta antenowego, to możliwe jest dostrojenie w ten właśnie sposób — pamiętając jednak, iż przesuwanie cewki ku środkowi pręta zwiększa jej indukcyjność, a zmniejsza częstotliwość rezonansową i odwrotnie.

Po włożeniu odbiornika do obudowy może zajść potrzeba dodatkowego dostrojenia zarówno obwodu anteny jak i transformatora w.cz., jeżeli elementy pozostałej części odbiornika spowodują jego rozstrojenie. Szczególnie duży wpływ wywiera tu system magnetyczny głośnika. Obwód wejściowy wzmacniacza w.cz. może być oczywiście płynnie strojony w granicach zakresu fal długich lub średnich. Wtedy zamiast kondensatora C_4 podłączamy kondensator nastawny o pojemności 25÷150 pF. W od-



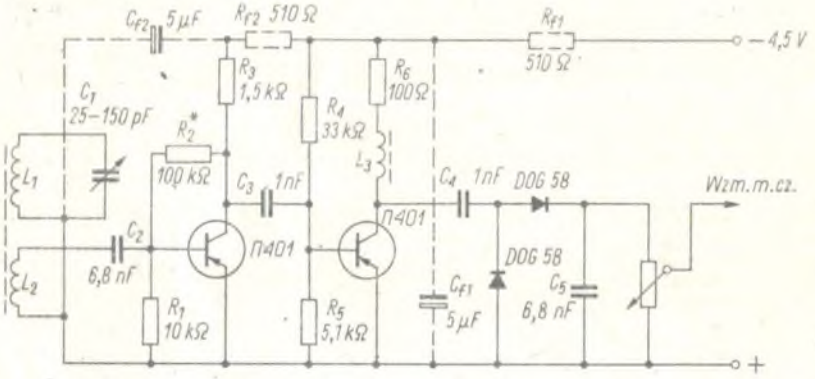
Rys. 104. Schemat dwustopniowego wzmacniacza w.cz. z obciążeniem dławikowym [19]

biornikach o bezpośrednim wzmocnieniu rozwiązanie takie rzadko jest stosowane ze względu na dość kłopotliwe regulowanie wzmacniacza.

W uwidocznionym na rysunku 104 układzie dwustopniowego wzmacniacza w.cz. z obciążeniem indukcyjnym zastosowano zamiast transformatora w.cz. — dławiki L_3 i L_4. Obecność tych dławików powoduje skłonność wzmacniacza do samowzbudzania się. W czasie montażu i regulowania wzmacniacza należy zwrócić szczególną uwagę na wzajemne rozmieszczenie poszczególnych części na płytce montażowej. Dławiki L_3 i L_4 powinny się znaleźć jak najdalej od siebie i od anteny ferrytowej. Dla wyeliminowania samowzbudzenia trzeba zastosować filtry odsprzęgające, których sposób przyłączenia pokazano na schemacie. Przy zastosowaniu tranzystorów o dużej częstotliwości granicznej

(OC170, TG40, П401—П403) i o współczynniku wzmocnienia $\beta = 40 \div 80$ można na zakresie fal średnich uzyskać wzmocnienie 200÷300. Wzmocnienie takie uzyskamy jednak tylko wówczas, gdy dobrze dobierzemy warunki pracy tranzystorów oraz poprawnie rozmieścimy pozostałe elementy wzmacniacza, a zwłaszcza antenę ferrytową oraz dławiki. Zastosowany w układzie kondensator C_2 umożliwia przy jednej cewce antenowej L_1 pokrycie zakresu fal średnich i część długich.

W czasie regulowania wartość kondensatora C_2 dobieramy tak, aby po przyłączeniu go do obwodu uzyskać odbiór żądanej stacji na falach długich (np. Warszawę I). Gdybyśmy chcieli uzyskać cały zakres fal długich, należałoby zmienić C_1 na kondensator nastawny o pojemności 50÷500 pF, a liczbę zwojów cewki antenowej L_1 nieco zwiększyć.



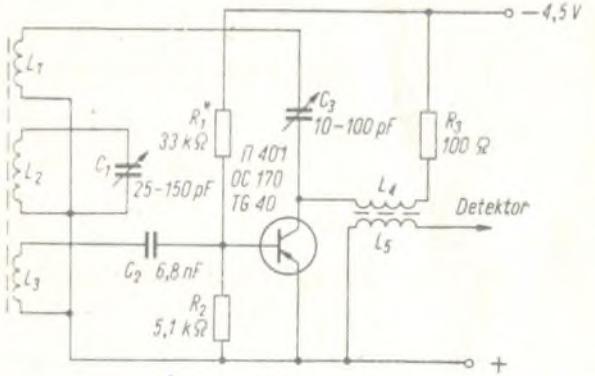
Rys. 105. Schemat dwustopniowego wzmacniacza w.cz. z obciążeniem oporowo-dławikowym [19]

Przedstawiony na rysunku 105 schemat wzmacniacza w.cz. zajmuje pośrednie miejsce między wzmacniaczami z obciążeniem oporowym i indukcyjnym. Dane cewek L_1, L_2, L_3 są takie same jak w poprzednim układzie. Sposób regulowania tego wzmacniacza jest analogiczny.

Zdarza się niekiedy, że pracujące prawidłowo wzmacniacze m.cz. i w.cz. — po połączeniu ich w jeden układ wykazują samowzbudzenie i to tylko podczas odbioru radiostacji. Przyczyną tego niepożądanego objawu może być zła filtracja sygnałów w.cz. na wyjściu detektora, które przedostając się do wzmacniacza powodują samowzbudzenie się odbiornika. Środkiem zaradczym może być zwiększenie pojemności kondensatora C_5 przez eksperymentalne jej dobranie. Należy jednak pamiętać, że zbyt duża pojemność tego kondensatora ujemnie wpływa na pracę wzmacniacza m.cz., bowiem obcina górne częstotliwości pasma aku-

stycznego. Najczęściej wartość pojemności tego kondensatora nie przekracza 0,05 μF. Jeżeli zwiększenie pojemności kondensatora C_3 aż do tej wartości nie skutkuje, należy w stopniu detektora zastosować dodatkowy filtr odsprzęgający $R_{f1}C_{f1}$. Można również spróbować zastąpić diody innymi o większym oporze wstecznym. Powyższa niesprawność jest specyficzna nie tylko dla tej części układu, może wystąpić również w stopniu wzmacniacza w. cz. W celu jej usunięcia stosuje się filtr odsprzęgający $R_{f2}C_{f2}$.

Na rysunku 106 przedstawiono schemat wzmacniacza w. cz. z regulowanym dodatnim sprzężeniem zwrotnym. Wzmacniacze takie stosuje się najczęściej w najprostszych odbiornikach, w celu zwiększenia ich czułości wejściowej. Dodatnie sprzężenie zwrotne uzyskuje się za pomocą cewki L_1 indukcyjnie sprzężonej z cewką L_2 i kondensatora nastawnego C_3, którym ustala

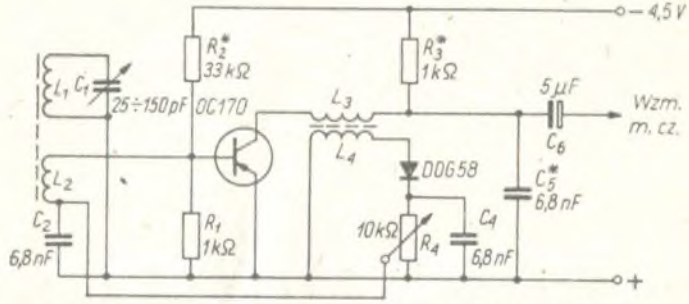


Rys. 106. Schemat wzmacniacza w.cz. z dodatnim sprzężeniem zwrotnym [19]

się wielkość sprzężenia zwrotnego. Związana z tym manipulacja sprowadza się do odlutowania końcówki cewki L_1 od masy, a następnie po uzyskaniu zadowalających wyników — do przylutowania jej z powrotem, ustawienia kondensatora C_3 na największą pojemność oraz przesuwania cewki L_1 w stosunku do cewki L_2, aż do wystąpienia generacji. Jeżeli nam się to nie uda, należy bądź zmienić końcówki cewki L_1, bądź zwiększyć nieco liczbę zwojów tej cewki. Jeśli uzyskamy generację, to cewkę L_1 odsuwamy od cewki L_2 aż do przerwania generacji. Przed punktem krytycznym, w miejscu w którym przypada próg generacji, umacniamy na stałe cewkę L_1. Wielkość sprzężenia zwrotnego można regulować również przez przesunięcie cewki L_1 w stosunku do cewki L_2 lub za pomocą potencjometru o wartości oporu 5÷10kΩ, połączonego szeregowo z kondensatorem stałym o pojemności dobranej eksperymentalnie. Elementy te należy

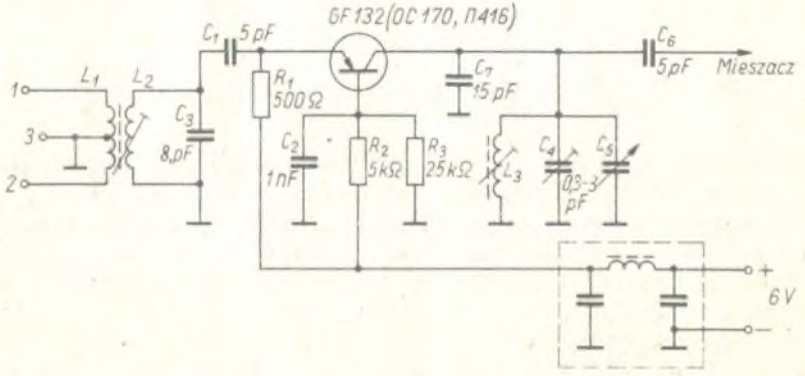
przyłączyć w miejsce kondensatora nastawnego C_3. Przy najmniejszej wartości oporu potencjometru kondensator stały powinien być tak dobrany, aby układ znajdował się u progu generacji. Cewka L_1 ma 5÷10 zwojów DNE 0,12÷0,2 mm, cewki L_2—L_5 są takie same jak w układach poprzednich. Mają tam one odpowiednio inne oznaczenia.

Inny schemat wzmacniacza w. cz., tzw. refleksowego, spełniającego jednocześnie funkcję wzmacniacza w. cz. i m. cz. przed-



Rys. 107. Schemat wzmacniacza w.cz. w układzie refleksowym [19]

stawiono na rysunku 107. Sygnał w. cz. doprowadzany do bazy tranzystora ulega wzmocnieniu i zostaje przekazywany na diodę. Po wyprostowaniu napięcia m. cz. trafia do bazy tego samego



Rys. 108. Schemat wzmacniacza w.cz. dla zakresu ultrakrótkofalowego [35]

tranzystora i podobnie jak sygnał w. cz. ulega wzmocnieniu. Sygnał w. cz. wydziela się na cewce L_3, a sygnał m. cz. — na oporniku R_3. Elementami regulującymi pracę wzmacniacza są oporniki R_2 i R_3 oraz kondensatory C_4 i C_5. Dane cewek L_3 i L_4 są takie same jak w schematach poprzednich.

Na rysunku 108 przedstawiono schemat wzmacniacza w. cz. dla zakresu ultrakrótkofalowego. Transformator w. cz. L_1L_2 dopasowuje opór anteny do oporu wejściowego wzmacniacza. Antenę niesymetryczną 60 Ω przyłączamy do gniazd *1—3* lub *2—3*, natomiast symetryczną 240 Ω — do gniazd *1—2*. Kondensator sprzęgający C_1 łączy obwód wejściowy L_2C_3 z emiterem tranzystora pracującego w układzie *WB*. Kondensator C_2 uziemia bazę dla prądów w. cz. Obwód strojony wzmacniacza ma elementy L_3, C_4, C_5, C_7. Kondensator C_6 sprzęga wzmacniacz w. cz. z następnym stopniem, np. mieszaczem. W celu zmniejszenia do minimum wpływu szkodliwych pojemności montażowych zastosowano zasilanie w obwodzie emitera — opornik R_1. Dzielnik R_2R_3 ustala potencjał bazy i ma decydujący wpływ na warunki pracy tranzystora. Filtr odsprzęgający w obwodzie zasilania zapobiega sprzężeniom pasożytniczym. Cewka L_1 zawiera 2×2 zwoje DNEJ 0,4 i jest nawinięta między zwojami cewki L_2. Cewki L_2 jak również L_3 zawierają 4,5 zwoju drutu miedzianego srebrzonego o średnicy 0,6 mm. Średnica zewnętrzna korpusu, na którym nawinięto cewki, wynosi 4 mm.

Metoda regulacji wzmacniacza jest podobna do opisanej poprzednio. Do wejścia wzmacniacza doprowadzamy sygnał w. cz. z generatora sygnałowego (ultrakrótkofalowego) opisanego w p. 3.14. Obwód wejściowy stroimy rdzeniem cewki L_2 na częstotliwość około 87 MHz. Dla częstotliwości minimalnej zakresu ultrakrótkofalowego ustawiamy kondensator C_5 na maksymalną pojemność i rdzeniem cewki L_3 stroimy na maksymalne wychylenie wskazówki miernika przyłączonego do wyjścia odbiornika, w którym pracuje regulowany stopień wzmacniacza. Przy maksymalnej częstotliwości kondensator C_5 nastawiamy na minimalną pojemność i trymerem stroimy wzmacniacz. Jeżeli nie można uzyskać rezonansu, należy odpowiednio zmienić wartość pojemności kondensatora C_4.

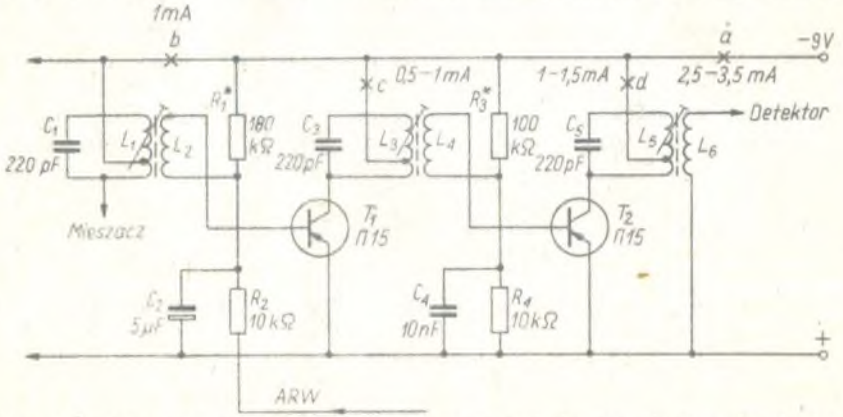
4.5. WZMACNIACZE POŚREDNIEJ CZĘSTOTLIWOŚCI

W odróżnieniu od wzmacniaczy w.cz. wzmacniacze pośr.cz. są stosowane tylko w odbiornikach superheterodynowych. Zadaniem ich jest wzmocnienie sygnału pośr.cz. i uzyskanie dużej selektywności odbiornika. Wzmacniacz pośr.cz. ma od dwu do trzech stopni wzmocnienia. Są one nastrojone na stałą częstotliwość pośrednią, wynoszącą 465 kHz dla fal długich, średnich i krótkich, nadawanych systemem AM. Dla fal ultrakrótkich nadawanych systemem FM częstotliwość ta wynosi 10,7 MHz. Jednak niektóre kraje przyjęły inną wartość częstotliwości pośredniej. Najczęściej stosuje się stopnie wzmacniacza z pojedynczy-

mi obwodami strojonymi, dzięki czemu osiąga się największe wzmocnienie. Dwuobwodowe filtry pasmowe zapewniają wprawdzie większą selektywność, lecz straty, jakie powstają wskutek sprzężenia obwodów, powodują zmniejszenie wzmocnienia w porównaniu z obwodami jednoobwodowymi. Obwody strojone powinny odznaczać się dużą dobrocią Q (około 150). Przy wyborze wartości pośredniej częstotliwości kierujemy się częstotliwością graniczną posiadanych tranzystorów. Dla ustalonej wartości pośredniej częstotliwości dobieramy odpowiednie wartości częstotliwości granicznej tranzystorów. Na przykład — dla tranzystorów o f_α rzędu 0,6÷1,0 MHz pośrednia częstotliwość powinna wynosić około 250 kHz. Większe wartości są bardziej korzystne, ponieważ wówczas występują mniejsze zakłócenia pochodzące od sygnałów lustrzanych. Dla tranzystorów o f_α rzędu 2,5÷3 MHz częstotliwość pośrednia może wynosić około 450÷470 kHz.

4.5.1. WZMACNIACZE POŚR.CZ. Z POJEDYNCZYMI OBWODAMI STROJONYMI

Najczęściej stosuje się wzmacniacz pośr.cz., którego schemat ideowy przedstawiono na rysunku 109. Zawiera on dwa stopnie wzmocnienia o pojedynczych obwodach L_3C_3 i L_5C_5, odpowiednio przyłączonych do obwodu kolektora tranzystorów T_1 i T_2. Obwód



Rys. 109. Schemat wzmacniacza pośr. cz. z pojedynczymi obwodami strojonymi [19]

rezonansowy L_1C_1 stanowi obciążenie stopnia mieszacza. Cewki L_2, L_4 i L_6 sprzęgają poszczególne stopnie wzmacniacza.

W celu dopasowania oporu wyjściowego jednego stopnia do oporu wejściowego drugiego stopnia cewki sprzężenia L_2, L_4 i L_6 zawierają tylko około 10% liczby zwojów cewek obwodów re-

zonansowych. Dla uzyskania maksymalnego wzmocnienia oraz dużej selektywności filtry pośr. cz. powinny być umieszczone w kubkach ferromagnetycznych, a same cewki nawijane licą. Przy wybranej częstotliwości pośredniej 465 kHz i zachowaniu podanej na schemacie wartości pojemności kondensatorów liczba zwojów poszczególnych cewek wynosi: L_1, L_3 i L_5 — 95+55 zwojów licy 7×0,05 lub DNE 0,1 mm; L_2 i L_4 — 10—12 zwojów DNE 0,12—0,15 mm; L_6 — 30—40 zwojów DNE 0,12—0,15 mm.

Należy pamiętać, że rdzenie strojeniowe i kubki ferrytowe powinny być wykonane z tego samego materiału gdyż niejednakowa przenikalność magnetyczna może powodować zmniejszenie dobroci Q.

Zastosowane tranzystory powinny mieć współczynnik wzmocnienia β w granicach 30÷150. Im mniejsza jest częstotliwość graniczna tranzystora, tym wartość współczynnika β powinna być większa. Wzmocnienie każdego stopnia nie powinno przekraczać 22÷30, w przeciwnym bowiem razie wzmacniacz nie będzie stabilny. Na stabilność pracy wzmacniacza ma również wpływ sposób rozmieszczenia poszczególnych elementów układu względem siebie, a zwłaszcza filtrów, jeżeli nie są one ekranowane.

4.5.2. REGULOWANIE WZMACNIACZY POŚR.CZ. Z POJEDYNCZYMI OBWODAMI STROJONYMI

Wzmacniacz pośr. cz. najwygodniej regulujemy za pomocą przyrządów pomiarowych. Z zadowalającym wynikiem można to zrobić również bez tych przyrządów, postępując następująco. Łączymy poszczególne stopnie odbiornika z wyjątkiem oscylatora, którego obwody rezonansowe zwieramy na krótko. Po sprawdzeniu montażu włączamy zasilanie i przekonujemy się, czy występuje samowzbudzenie. Jeżeli tak, to najpierw przyjmujemy, że sprzężenie nastąpiło poprzez obwód zasilania. Wówczas w obwód ten (punkt *a*) włączamy filtr odsprzęgający składający się z opornika o wartości 200÷300 Ω i szeregowo z nim połączonego kondensatora o pojemności 10÷50 μF. Jeżeli filtr ten nie pomoże, to przyczyny samowzbudzenia doszukujemy się w sprzężeniu między poszczególnymi stopniami wzmacniacza pośr. cz. lub w sprzężeniu z oscylatorem. W takim przypadku należy zastosować filtry odsprzęgające dla każdego stopnia. W przerwę — punkt *b* — przyłączamy opornik 200÷300 Ω oraz kondensator 0,05÷0,1 μF, natomiast w punkty *c* i *d* — opornik 500÷1 000 Ω oraz kondensator 0,05÷0,1 μF. Jeżeli indywidualne filtry odsprzęgające również nie pomagają, to przyczyną samowzbudzenia może się okazać pasożytnicze sprzężenie między poszczególnymi elementami i podzespołami albo doprowadzeniami baz i kolektorów. Najczęściej dzieje się tak wówczas, gdy filtry nie są zaekranowane.

Przyczyną samowzbudzenia może być również duży współczynnik wzmocnienia β. Powoduje to przekroczenie dopuszczalnego wzmocnienia stopnia, co prowadzi do niestabilnej pracy całego układu. W takim przypadku zmniejszamy wzmocnienie, zwiększając wartość oporników R_1 i R_3 decydujących o napięciu polaryzacji baz tranzystorów T_1 i T_2. Jeżeli to również nie pomoże, to należy tranzystory wymienić na inne egzemplarze o mniejszym współczynniku β.

Po usunięciu samowzbudzenia odłączamy obwód *ARW* od detektora, dołączamy go do dodatniego bieguna źródła zasilania i przystępujemy do zestrojenia filtrów pośr. cz. w poszczególnych stopniach. Jako źródło sygnału pośr. cz. można wykorzystać fabryczny odbiornik, np. lampowy. Nastawiamy go na lokalną lub najbliższą radiostację, po czym z anody lampy oscylatora lub wzmacniacza pośr. cz. poprzez kondensator o pojemności od 500 pF do 1 nF doprowadzamy sygnał do bazy tranzystora T_2. Pokręcając rdzeniem cewki L_5 staramy się uzyskać maksymalną głośność odbieranej audycji. Jeżeli nie można uzyskać rezonansu za pomocą rdzenia, to należy go ustawić mniej więcej w środkowym położeniu i dobrać odpowiednio wartość kondensatora C_5, a następnie dokładniej dostroić filtr za pomocą rdzenia. Jednocześnie, po zestrojeniu tego stopnia, dobieramy opornikiem R_3 warunki pracy tranzystora T_2. Sygnał doprowadzany z odbiornika lampowego może się okazać zbyt duży i powodować przesterowanie wzmacniacza pośr. cz. Słabszy sygnał można uzyskać przyłączając kondensator do stopnia mieszacza. Chcąc sygnał ten zwiększyć, przyłączamy kondensator do drugiego stopnia wzmacniacza pośr. cz. odbiornika lampowego. Zmniejszenie lub zwiększenie amplitudy sygnału sterującego można osiągnąć przez dobór wartości kondensatora sprzęgającego.

Dokładne skontrolowanie prawidłowości zestrojenia filtru na słuch jest stosunkowo trudne, dlatego zaleca się użycie jakiegokolwiek wskaźnika wizualnego. Jeżeli stopień końcowy wzmacniacza m. cz. pracuje w klasie B, to jako wskaźnik wykorzystujemy miliamperomierz na prąd stały. Przyłączamy go do obwodu zasilania tego stopnia, wielkość wychylenia wskazówki przyrządu określa zestrojenie. Im większe będzie wychylenie, tym lepsze będzie dostrojenie. Podczas strojenia głębokość modulacji sygnału pośr. cz. powinna być stała. Jeżeli ostatni stopień wzmacniacza m. cz. pracuje w klasie A, to jako wkaźnik może służyć woltomierz na prąd zmienny o zakresie 3÷5 V. Przyłączamy go do kolektora ostatniego tranzystora poprzez kondensator o pojemności 100÷200 μF. W układach z detekcją diodową wskaźnikiem będzie mikroamperomierz na prąd stały o zakresie 50÷÷200 μA, przyłączony szeregowo z obciążeniem detektora.

Po wyregulowaniu ostatniego stopnia wzmacniacza pośr. cz., przystępujemy do regulowania następnego stopnia. Sygnał pośr. cz. doprowadzamy do bazy tranzystora T_1, a następnie do bazy oscylatora i regulujemy w wyżej opisany sposób. W czasie regulowania wzmacniacz pośr. cz. może się wzbudzać, nie wykazując samowzbudzenia po odłączeniu sygnału pośr. cz. Zjawisko to powstaje w wyniku pasożytniczego sprzężenia zwrotnego, wywołanego przez szkodliwą pojemność tranzystora T_1. Dzieje się tak najczęściej wówczas, gdy użyjemy tranzystora o mniejszej częstotliwości granicznej. W takim przypadku tranzystor należy wymienić.

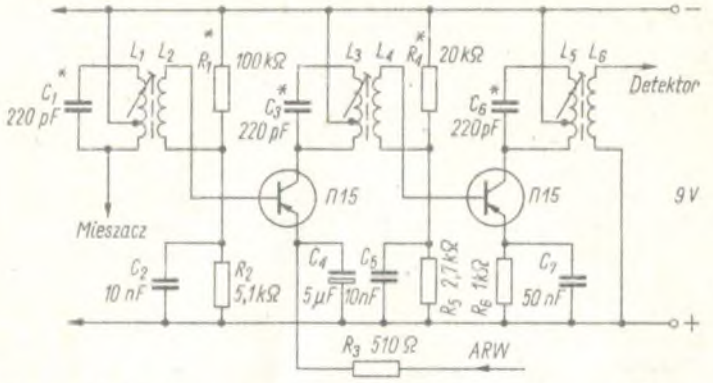
Regulowanie wzmacniaczy pośr. cz. za pomocą przyrządów pomiarowych sprowadza się do następującej manipulacji. Z generatora doprowadzamy sygnał o wybranej częstotliwości 460÷÷480 kHz, modulowany do głębokości 30%, do bazy tranzystora T_2, następnie T_1 itd. Jednocześnie pokręcamy rdzeniami filtrów pośr. cz. i kontrolujemy zestrojenie za pomocą tranzystorowego lub lampowego miliwoltomierza i oscyloskopu. Przyrządy te przyłączamy do wyjścia wzmacniacza m.cz. albo równolegle do obciążenia detektora. Miliwoltomierz wskazuje dokładność zestrojenia filtrów i umożliwia dobranie wartości napięć niezbędnych dla normalnej pracy wzmacniacza m.cz. Na oscyloskopie możemy obejrzeć obraz sygnału m.cz., który powinien mieć prawidłowy sinusoidalny kształt. Wszelkie zniekształcenia sinusoidy usuwamy dobierając odpowiednio wartości oporników w obwodach ustalających napięcie polaryzacji tranzystorów.

Opisany wyżej wzmacniacz pośr.cz. przy zastosowaniu tranzystorów o częstotliwości granicznej około 1,6 MHz i współczynniku wzmocnienia około 60, zapewniał wypadkowe wzmocnienie prądowe około 350 przy szerokości pasma 3÷4 kHz. Stosując tranzystory OC170, TG40 lub П401—П403 można uzyskać wzmocnienie 500÷600. Gdybyśmy chcieli rozszerzyć pasmo przepuszczania, należałoby nieznacznie rozstroić filtry lub zbocznikować obwody rezonansowe pośr. cz. opornikiem o wartości 30÷50 kΩ. Wzmocnienie będzie wówczas mniejsze, gdyż dla wzmacniacza iloczyn szerokości pasma przenoszenia i wzmocnienia jest wielkością stałą i wyraża się zależnością $2\Lambda f\beta = \text{const}$. Wynika stąd, że jeżeli szerokość pasma przenoszenia wzmacniacza zwiększamy, np. dwukrotnie, to wzmocnienie zmaleje również dwukrotnie.

4.5.3. PRAKTYCZNE PRZYKŁADY KONSTRUKCJI WZMACNIACZY POŚR.CZ.

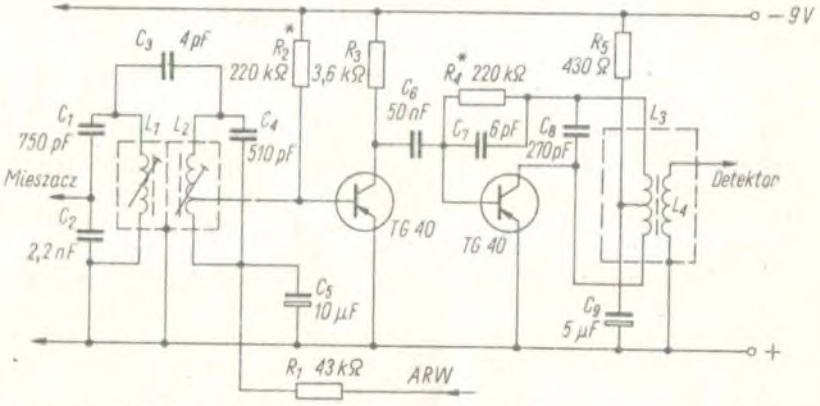
Przedstawiony na rysunku 110 układ wzmacniacza pośr. cz. różni się od poprzedniego stabilizacją warunków pracy tranzystorów oraz tym, że ARW jest doprowadzona nie do obwodu bazy

tranzystora T_1, lecz do obwodu emitera. Zastosowana stabilizacja zwalnia od dokładnego doboru tranzystorów, w związku z czym można zastosować z powodzeniem tranzystory o dość dużych rozrzutach parametrów.



Rys. 110. Schemat stabilizowanego wzmacniacza pośr. cz. z pojedynczymi obwodami strojonymi [19]

Sposoby i kolejność regulowania wzmacniacza są takie same jak poprzednio. Elementami, które trzeba dobrać w czasie regulowania, są oporniki R_1 i R_4 oraz kondensatory oznaczone na schemacie gwiazdkami.



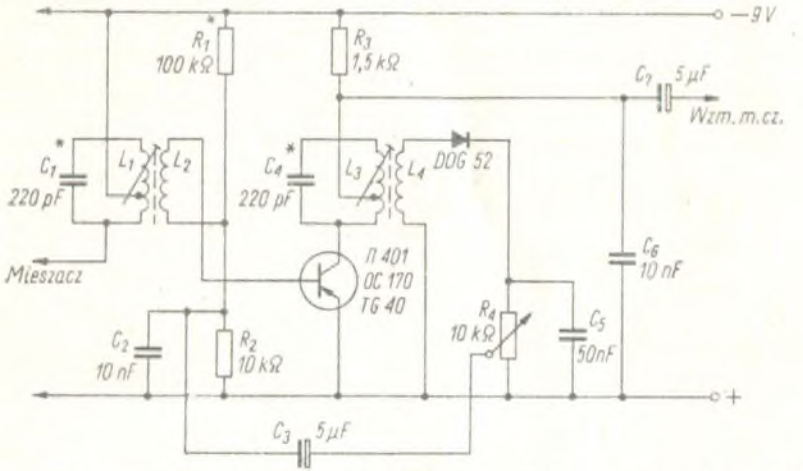
Rys. 111. Schemat wzmacniacza pośr.cz. z filtrami pasmowymi [19]

Uwidoczniony na rysunku 111 układ wzmacniacza pośr. cz. z dwuobwodowymi filtrami pasmowymi odznacza się większą szerokością pasma niż poprzednie, może bowiem przenosić pasmo 6÷9 kHz, oraz dużą stabilnością, selektywnością i wzmocnie-

niem. Selektywność zapewnia filtr pasmowy, składający się z elementów L_1, C_1 i C_2 oraz L_2, C_4. Każda z cewek filtru jest umieszczona w kubku ferrytowym i dodatkowo dobrze ekranowana. Cewki sprzęga kondensator C_3 o małej pojemności. Cewki te powinny mieć dużą dobroć Q (nie mniejszą niż 100).

Dane cewek L_1, L_2 i L_3 po 94 zwoje licy 7×0,05 lub DNE 0,1 mm. Odprowadzenie w cewkach L_2 i L_3 od 10÷14 zwoju. Cewka L_4 zawiera 60÷80 zwojów DNE 0,1 mm. Zastosowane tranzystory o dużej częstotliwości granicznej, powinny mieć współczynnik wzmocnienia β nie mniejszy niż 35.

Sposób regulowania wzmocnienia i kolejność postępowania są takie same jak poprzednio. Dokładne zestrojenie filtrów pas-



Rys. 112. Schemat wzmacniacza pośr.cz. w układzie refleksowym [19]

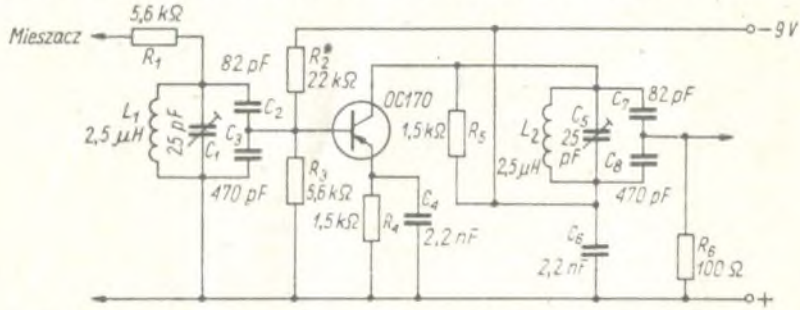
mowych jest możliwe jedynie za pomocą przyrządów pomiarowych (generator, oscyloskop). Prąd kolektora tranzystorów powinien wynosić dla T_1 0,5÷0,8 mA, a dla T_2 1÷1,5 mA. Elementami regulującymi są oporniki R_2 i R_4.

Przedstawiony na rysunku 112 układ refleksowy wzmacniacza pośr. cz. stosowany w odbiornikach superheterodynowych o małej liczbie tranzystorów wzmacnia sygnały o częstotliwości małej i pośredniej. Obciążeniem dla m. cz. jest opornik R_3, a dla pośr. cz. — obwód L_3C_4. Układ wymaga starannego doboru tranzystora, gdyż przejawia skłonność do samowzbudzania się. Jeżeli tranzystor ma zbyt duży współczynnik β, to układ pracuje niestabilnie. Prąd kolektora wynosi około 0,8÷1,5 mA.

Pojedynczy stopień wzmacniacza pośr. cz. 10,7 MHz dla zakresu ultrakrótkofalowego przedstawiono na rysunku 113. Opór wejściowy tego stopnia jest mały — około 100 Ω, opór wyjścio-

wy zaś około 5 kΩ. Wzmacniacz składa się najczęściej z trzech takich stopni. Do dopasowania oporu między stopniami służy pojemnościowy dzielnik napięć C_2C_3 oraz C_7C_8.

Kompletny układ wzmacniacza pośr. cz. 10,7 MHz dla odbiornika ultrakrótkofalowego przedstawiono na rysunku 114. Dane cewek: L_1 zawiera 25 zwojów licy 10×0,05; L_2 — 2 zwoje DNE 0,2 mm nawinięte na cewkę L_1 w pobliżu „zimnego" końca, korpus o średnicy zewnętrznej 6 mm; cewki L_3 i L_4 mają po 11 zwojów drutu miedzianego srebrzonego o średnicy 0,2 mm, korpus o średnicy zewnętrznej 5 mm, długość cewki 7 mm, odległość między cewkami L_3 i L_4 około 2 mm; cewka L_5 zawiera 6 zwojów drutu srebrzonego o średnicy 0,2 mm, długość cewki 7 mm; cewka L_6 ma 2×10 zwojów takiego samego drutu, nawiniętych bifilarnie. Cewka L_5 jest nawinięta na cewce L_3 w pobliżu zimnego



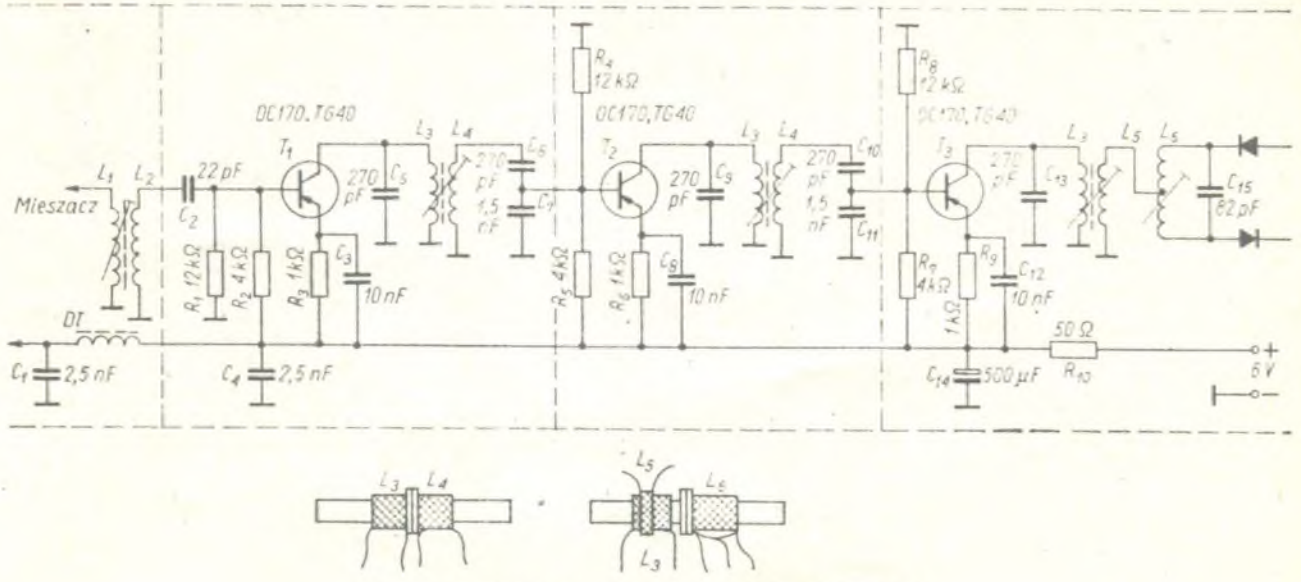
Rys. 113. Schemat pojedynczego stopnia wzmacniacza pośr. cz. 10,7 MHz [63]

końca. Odległość między cewkami L_3 i L_6 wynosi około 3 mm. Wszystkie korpusy są zaopatrzone w rdzenie ferrytowe umożliwiające strojenie (można wykorzystać np. korpusy oscylatora od *Kolibra*). Dławik *Dł* zawiera 30 zwojów drutu srebrzonego o średnicy 0,2 mm, nawiniętych na rdzeniu ferrytowym o średnicy 4 mm. Każdy stopień wzmacniacza pośr. cz. powinien być umieszczony w ekranie.

Elementami regulującymi warunki pracy tranzystorów są oporniki R_1, R_4 i R_8. Prądy kolektorów tranzystorów T_1, T_2 i T_3 powinny wynosić odpowiednio 0,5÷0,8; 0,8÷1,0; 1,0÷1,5 mA. Sposób regulowania i zestrajania wzmacniacza jest taki sam jak poprzednio.

4.6. UKŁADY PRZEMIANY CZĘSTOTLIWOŚCI

W odbiornikach superheterodynowych sygnał w. cz. odebrany przez obwód wejściowy przemienia się w sygnał pośr. cz. za pomocą stopnia przemiany częstotliwości. Stopień ten odróżnia się



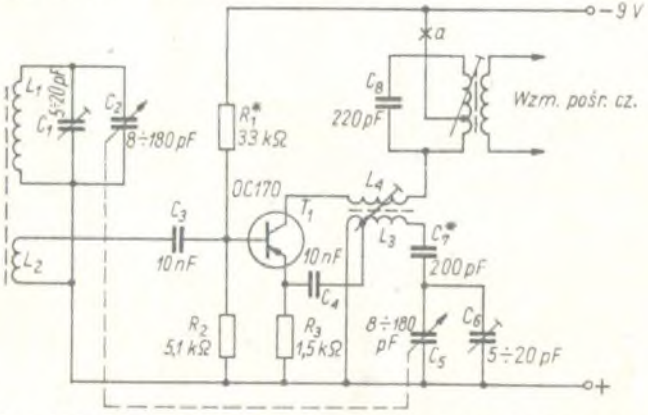
Rys. 114. Schemat wzmacniacza pośr.cz. 10,7 MHz

od opisanych wcześniej konstrukcją i większymi trudnościami w regulowaniu.

Przemiany częstotliwości dokonuje się dwoma sposobami. Jeden z nich polega na tym, że ten sam tranzystor spełnia funkcję mieszacza i oscylatora; drugi sposób — to rozdzielenie tych funkcji na dwa tranzystory. W pierwszym przypadku konstrukcja stopnia przemiany jest mniej skomplikowana ze względu na mniejszą liczbę elementów składowych, natomiast samo regulowanie jest trudniejsze ze względu na przeciwstawne wymagania w stosunku do oscylatora i mieszacza. Trudność przedstawia tu doprowadzenie do zgodności przeciwstawnych wymagań. Regulowanie tego stopnia komplikują dodatkowo rozrzuty podstawowych parametrów tranzystora, które ulegają zmianom w zależności od temperatury otoczenia. Biorąc to pod uwagę, należałoby dać pierwszeństwo układowi przemiany, w którym stosuje się dwa tranzystory. Jednak praktyka zarówno przemysłu jak i radioamatorska jest w tym przypadku odmienna. W grę wchodzi tu bowiem stosunkowo duży koszt tranzystora podrażający cenę odbiornika. W układzie przemiany powinien być zastosowany tranzystor o dużej częstotliwości granicznej.

4.6.1. PRAKTYCZNE PRZYKŁADY UKŁADÓW PRZEMIANY CZĘSTOTLIWOŚCI

Na rysunku 115 przedstawiono schemat stopnia przemiany częstotliwości z jednym tranzystorem dla zakresu fal średnich. Dane cewek: L_1 — 70÷90 zwojów licy 7×0,05, L_2 — 8÷9 zwo-

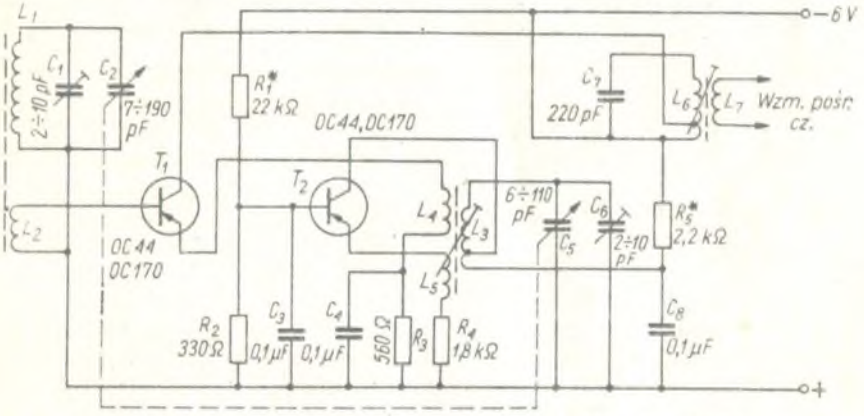


Rys. 115. Schemat jednotranzystorowego stopnia przemiany

jów DNE 0,15÷0,25 mm, obie nawinięte na pręcie o długości około 100 mm i średnicy 8 mm, cewka L_3 zawiera 95 zwojów, odczep z 4 zwoju, licząc od końcówki uziemionej, L_4 — 16 zwojów licy 7×0,05 lub w ostateczności przewodu DNE

0,12÷0,15 mm. Dla stopnia przemiany należy wybrać tranzystor o małych szumach własnych i współczynniku wzmocnienia β nie mniejszym niż 50. Obwody oscylatora powinny mieć dużą dobroć Q, nie mniejszą niż 80; podobnie obwody wejściowe. Stopień ten może pracować również na falach długich przy odpowiednio większej liczbie zwojów cewki antenowej.

Układ przemiany częstotliwości z dwoma tranzystorami dla zakresu fal średnich przedstawiono na rysunku 116. Dane cewek: L_1 — 70÷90 zwojów licy w. cz., L_2 — 7÷9 zwojów DNE 0,3 mm, obie nawinięte na pręcie ferrytowym o długości około 150 mm i średnicy 10 mm, cewka L_3 — 43 zwoje DNE 0,3 mm,

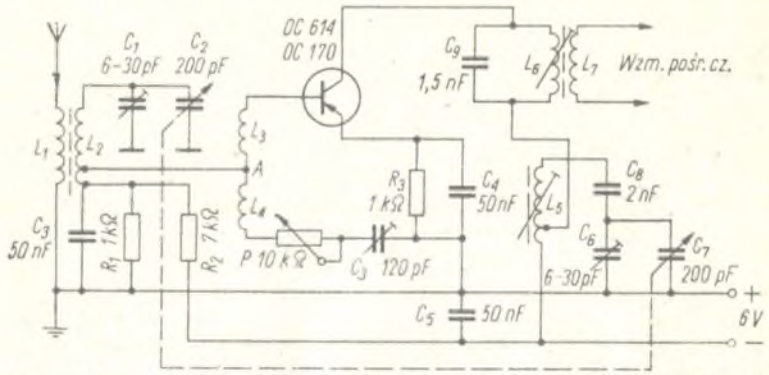


Rys. 116. Schemat dwutranzystorowego stopnia przemiany

odczep od 3 zwoju, L_4 L_5 — 8 zwojów takiego samego przewodu. L_6 — 65 zwojów licy w.cz., odczep od 52 zwoju, L_7 — 3 zwoje DNE 0,3 mm. Cewkę L_2 anteny ferrytowej można nawinąć na cewkę L_1 lub tak jak w przypadku wzmacniaczy w.cz. Cewki obwodu oscylatora nawijamy w następującej kolejności: bezpośrednio na korpusie cewkę L_5, na niej L_4 i z kolei L_3. Cewki filtru pośr.cz. nawijamy w kolejności: L_7 i na niej L_6.

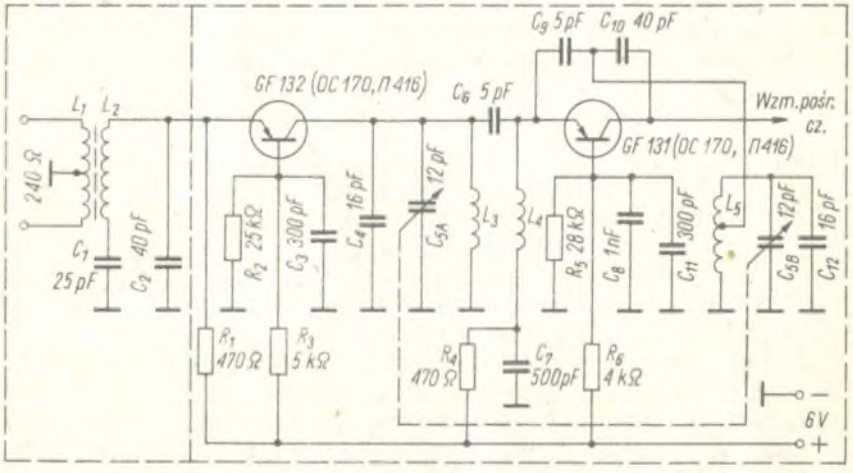
Układ przemiany częstotliwości na jednym tranzystorze dla zakresu fal krótkich przedstawiono na rysunku 117. W przeciwieństwie do układów stosowanych dla fal długich i średnich, w zakresie krótkofalowym stosuje się najczęściej stopnie przemiany w układzie mostkowym. Ponieważ częstotliwości sygnału i heterodyny są zbliżone, przeto istnieje duża możliwość szkodliwego sprzężenia obwodów wejściowych i heterodyny. Układ mostkowy ogranicza zarówno tę możliwość, jak i promieniowanie zakłóceń na częstotliwości heterodyny oraz ich harmonicznych. Elementy P, C_3 stanowią obwód neutralizacji i jedno ramię mostka, a cewki L_3 i L_4 oraz tranzystor z elementami R_3, C_4

— pozostałe ramiona mostka. Zrównoważenie układu mostkowego objawia się występowaniem minimalnego napięcia w stosunku do masy punktu A. Cewki L_3 i L_4 są ze sobą sprzężone na stałe,



Rys. 117. Schemat stopnia przemiany częstotliwości dla zakresu krótkofalowego

przy czym cewka L_3 stanowi ponadto obwód sprzężenia zwrotnego heterodyny. Przy częstotliwości 20 MHz możliwe jest uzyskanie wzmocnienia mocy około 20 dB.



Rys. 118. Schemat stopnia przemiany częstotliwości dla zakresu ultrakrótkofalowego

Dane cewek: L_1 — 5 zwojów drutu miedzianego srebrzonego o średnicy 0,3 mm, L_2 — 13 zwojów DNEJ 0,8 mm, odczep od 3 zwoju; L_3 i L_4 każda po 2,5 zwoju DNEJ 0,8 mm, nawinięte bifilarnie na L_5; L_5 — 13 zwojów DNEJ 0,8 mm, odczep od 4,5

zwoju; L_6 — 60 zwojów licy 10×0,05, odczep od 4,5 zwoju; L_7 — 18 zwojów nawiniętych tą samą licą. Cewki L_6 i L_7 są nawinięte sposobem uniwersalnym. Szerokość cewki L_6 wynosi 5 mm, przy czym L_7 jest nawinięta na L_6. Wszystkie cewki nawinięte na korpusach o średnicy zewnętrznej 7 mm.

Schemat stopnia przemiany częstotliwości dla zakresu ultrakrótkofalowego przedstawiono na rysunku 118. Dane cewek: L_1 — 2×2 zwoje drutu miedzianego srebrzonego o średnicy 0,4 mm, nawinięte bifilarnie na cewce L_2; L_2 — 5 zwojów drutu srebrzonego o średnicy 0,8 mm; L_3 — 3 zwoje takiego samego drutu; L_4 — 4 zwoje drutu srebrzonego o średnicy 0,6 mm; L_5 — 3 zwoje drutu jak L_2, odczep od 2,5 zwoju licząc od uziemionego końca. Wszystkie cewki nawinięte na korpusie o średnicy 8 mm. Ważną rzeczą jest ekranowanie stopni (zaznaczone na schemacie linią przerywaną).

4.6.2. REGULOWANIE UKŁADU PRZEMIANY CZĘSTOTLIWOŚCI

Na podstawie układu przedstawionego na rysunku 115 prześledzimy teraz sposób wyregulowania tego stopnia odbiornika. W pierwszej kolejności przeprowadzamy ogólną kontrolę i eliminujemy samowzbudzenie. W tym celu łączymy wszystkie stopnie odbiornika i włączamy źródło zasilania. Jeżeli stwierdzimy samowzbudzenie, to najpierw trzeba się przekonać, co jest tego przyczyną. Otóż może nią być sprzężenie między obwodem wejściowym a oscylatorem oraz przypadkowe dostrojenie się tego obwodu do jakiejś radiostacji (tzw. modulacja skrośna). W takim przypadku należy przestroić oscylator, zmieniając położenie rdzenia cewki L_3. Jeżeli to nie pomoże, należy przestroić obwód wejściowy i oscylatora, zmieniając nieco położenie pokrętła kondensatora nastawnego C_7, C_5. Jeżeli samowzbudzenie nie zniknie, to do obwodu zasilania tego stopnia należy przyłączyć w znany już sposób filtr odsprzęgający. Jeśli i to nie pomoże, to przyczyną może być zbyt duże wzmocnienie stopnia, które dla danego układu nie powinno być większe niż 10. Zmniejszamy wówczas napięcie polaryzacji na bazie tranzystora za pomocą opornika R_1. Przy niezmienionej sytuacji szukamy przyczyny w zbyt wielkiej przewodności wstecznej tranzystora, który trzeba wymienić. Aby częstotliwość heterodyny nie ulegała wahaniom w zależności od zmian w otoczeniu i obwodzie wejściowym, obwód oscylatora powinien być w zasadzie zaekranowany. Ekranowanie stosujemy dość rzadko. Brak ekranowania utrudnia jednak strojenie układu.

Po usunięciu samowzbudzenia dobieramy warunki pracy tranzystora. Aby praca mieszacza była dobra, punkt pracy musi się znaleźć na odcinku charakterystyki tranzystora o największej

krzywiźnie. W zależności od typu zastosowanego tranzystora ustalamy prąd kolektora w granicach 0,4÷1,2 mA.

Po dobraniu warunków pracy tranzystora przystępujemy do regulowania pracy oscylatora. Podstawowym wymaganiem w stosunku do oscylatora jest stałość amplitudy napięcia generacji w granicach wybranego zakresu. O tym, czy oscylator pracuje, możemy się przekonać za pomocą woltomierza na prąd zmienny w. cz. Woltomierz ten przyłączamy równolegle do opornika R_3. Jeżeli oscylator pracuje, woltomierz wskaże napięcie w granicach 50÷150 mV. Będzie się ono zmieniało w pewnych przedziałach, jeżeli obwód oscylatora będziemy przestrajać dowolnym z elementów L_3, C_5, C_7. Na dolnych częstotliwościach zakresu napięcie będzie wyższe, na górnych niższe. Generację można stwierdzić również za pomocą uniwersalnego przyrządu pomiarowego o zakresie 2÷3 V prądu stałego i oporze wewnętrznym w granicach 5÷20 kΩ/V. Przyłączamy go tak jak woltomierz na prąd zmienny w. cz. Odnotowujemy wskazanie przyrządu i zwieramy cewkę oscylatora. Przyrząd powinien wykazać zmniejszenie napięcia. W podobny sposób można sprawdzić działanie oscylatora za pomocą miliamperomierza na prąd stały o zakresie 2÷3 mA. Miliamperomierz przyłączamy w punkcie *a* w przerwie obwodu kolektora. Przy zwieraniu cewki oscylatora prąd będzie malał. Zmiany napięć lub prądu są minimalne, dlatego należy bardzo dokładnie śledzić wskazania przyrządów, aby nie wyprowadzać mylnych wniosków co do pracy oscylatora. Stosując wyżej wymienione przyrządy pomiarowe nie jesteśmy w stanie określić wartości napięcia generowanego przez oscylator i wobec tego w czasie dalszego regulowania i zestrajania mieszacza trzeba się uciec do pomocy słuchu. Można to też zrobić, jak już podano wyżej, za pomocą miliwoltomierza w.cz. Żądaną wartość napięcia oscylatora ustalamy dobierając odpowiednio położenie odczepu cewki L_3.

Można również w bardzo prosty sposób przekonać się, czy oscylator pracuje, zmieniając kondensatorem nastawnym C_2C_5 pasmo częstotliwości. Usłyszymy wtedy zmieniające się w swej głośności gwizdy i barwę ich dźwięku. Niekiedy jednak udaje się odebrać audycję bez żadnych przeszkód, a czasem znów występuje gwizd, chociaż oscylator nie pracuje. Tak bywa wówczas, gdy filtry pośr. cz. są rozstrojone lub gdy odbieramy silną radiostację o częstotliwości zbliżonej do częstotliwości pośredniej odbiornika.

Na brak generacji oscylatora może się złożyć kilka przyczyn, np. zbyt małe dodatnie sprzężenie zwrotne, źle dobrana faza sprzężenia, zbyt mała częstotliwość graniczna tranzystora lub zbyt mała dobroć obwodu oscylatora $Q < 50 \div 60$. W pierwszym przypadku należy zwiększyć liczbę zwojów cewki L_4, w drugim

zamienić miejscami końcówki cewki L_4, w trzecim wymienić tranzystor, a w ostatnim — cały obwód oscylatora. Dobroć obwodu będą zmniejszały takie usterki, jak: zwarcie zwojów w cewce, przerwanie części drutów licy, źle oczyszczone końcówki lutownicze licy itp.

Z chwilą usunięcia usterek i doprowadzenia oscylatora do prawidłowej pracy, przystępujemy do zestrojenia obwodów wejściowych i obwodów oscylatora. Wiadomo, że częstotliwość rezonansowa obwodu oscylatora w każdym punkcie pracy powinna się różnić od częstotliwości rezonansowej obwodu wejściowego o stałą określoną częstotliwość, równą częstotliwości pośredniej. Oba te obwody muszą więc być strojone w różnym zakresie częstotliwości. Obwód oscylatora należy regulować tak, aby się znalazł w granicach wyznaczonych mu częstotliwości. Do tego celu najlepiej posłużyć się generatorem sygnałowym. Granice częstotliwości dla poszczególnych długości fal wynoszą: fale długie — 150 do 415 kHz, fale średnie — 520 do 1 600 kHz, fale krótkie — 6 do 25 MHz, fale ultrakrótkie od 30 do 100 MHz. Dla wszystkich zakresów fal częstotliwość pośrednia wynosi 465 kHz, z wyjątkiem zakresu ultrakrótkofalowego, dla którego częstotliwość pośrednia wynosi 10,7 MHz. Znając wartość częstotliwości pośredniej oraz uwzględniając granice częstotliwości dla danego zakresu, obliczamy jakie częstotliwości graniczne powinien pokrywać oscylator. Jeżeli zatem przyjmiemy dla fal długich i średnich częstotliwość pośrednią 465 kHz, to z obliczenia okaże się, że częstotliwości graniczne oscylatora dla fal długich wynoszą 615÷÷880 kHz, a dla fal średnich 985÷2 065 kHz. Kondensator nastawny ustawiamy na maksymalną pojemność, a rdzeń cewki L_3 i rotor trymera C_6 w położeniu środkowym. Do bazy tranzystora T_1 doprowadzamy sygnał w.cz. o częstotliwości bliskiej minimalnej granicznej zakresu. Dokładnie dostrajamy generator, aż do uzyskania maksymalnego wychylenia wskazówki miernika przyłączonego do wyjścia odbiornika. Teraz odczytujemy wartość częstotliwości na skali generatora, dodajemy częstotliwość pośrednią i w ten sposób określamy minimalną częstotliwość drgań oscylatora. Czynność tę powtarzamy, przy czym kondensator nastawny ustawiamy na minimalną pojemność. Określamy wówczas maksymalną częstotliwość oscylatora.

Gdy się okaże, że oscylator nie pokrywa granicznych częstotliwości zakresu, przyczynę ograniczenia trzeba usunąć w niżej opisany sposób. Jeżeli nie osiągamy minimalnej częstotliwości, należy zwiększyć indukcyjność cewki L_3 albo pojemność kondensatora nastawnego lub kondensatora szeregowego C_7. Po stwierdzeniu, że oscylator pracuje prawie w wymaganych granicach częstotliwości, przystępujemy do dokładnego zestrojenia go. Rozpoczynamy od najmniejszych częstotliwości zakresu 150 lub

520 kHz, ustawiając kondensator C_2C_5 na maksymalną pojemność i doprowadzając do bazy tranzystora sygnał z generatora o minimalnej granicznej częstotliwości zakresu fal długich lub średnich. Sygnał ten powinien mieć możliwie małą wartość napięcia. Rdzeniem cewki L_3 pokręcamy tak, aby uzyskać maksymalne wychylenie wskazówki miernika dla tych częstotliwości. Odpowiada to częstotliwości oscylatora odpowiednio 615 lub 985 kHz.

Z kolei ustawiamy kondensator na minimum pojemności, doprowadzamy z generatora sygnał 415 lub 1 600 kHz i podstrajamy oscylator trymerem C_6. Wówczas częstotliwość oscylatora będzie równa odpowiednio 880 lub 2 065 kHz. Czynności te powtarzamy kilka razy, aż zmiana położenia rdzenia cewki L_3 oraz rotora trymera nie będą powodowały na wyjściu odbiornika zwiększenia wskazań miernika. Wtedy zestrojenie obwodu oscylatora możemy uważać za zakończone i przystępujemy do zestrojenia obwodów wejściowych z obwodem oscylatora. Strojenie takie należy wykonać również w dwu punktach, na początku i na końcu zakresów. Trzeci środkowy punkt zestrojenia powinien ustalać się automatycznie. Częstotliwości odpowiadające punktom zestrojenia obliczamy na podstawie wzorów

$$f_{śr} = \frac{f_{max} + f_{min}}{2}$$

przy czym:

$f_{śr}$ — częstotliwość maksymalna punktu środkowego;
f_{max} — częstotliwość maksymalna zakresu;
f_{min} — częstotliwość minimalna zakresu.

Dla początku zakresu częstotliwość punktu zestrojenia f_p obliczamy w następujący sposób:

$$f_p = f_{śr} - 0{,}433(f_{max} - f_{min})$$

a dla końca zakresu

$$f_k = f_{śr} + 0{,}433(f_{max} - f_{min})$$

Na podstawie tych wzorów otrzymamy dla fal średnich:

$$f_{śr} = \frac{1\,600 + 520}{2} = 1\,060 \text{ kHz}$$

$$f_{max} = 1\,060 - 0{,}433(1\,600 - 520) = 600 \text{ kHz}$$

$$f_{min} = 1\,060 + 0{,}433(1\,600 - 520) = 1\,500 \text{ kHz}$$

Przystępując do strojenia obwodów wejściowych i oscylatora, przyłączamy wyjście generatora sygnałowego poprzez kondensator 100÷200 pF do wejścia obwodu $L_1C_1C_2$ (górne wyprowadzenie cewki L_1), ustawiamy rotor kondensatora nastawnego

na maksimum pojemności, doprowadzany z generatora sygnał około 600 kHz i dostrajamy obwód wejściowy przez zmianę indukcyjności, lokując cewkę w odpowiednim miejscu na pręcie ferrytowym. Jeżeli cewka ta nie jest ruchoma lub zmiana jej położenia nie ma wpływu na zmianę indukcyjności, należy dowinąć odpowiednią liczbę zwojów. Następnie kondensator ustawiamy na minimum pojemności, doprowadzamy z generatora sygnał o częstotliwości 1 500 kHz i podstrajamy obwód za pomocą trymera C_1. Czynność tę powtarzamy od początku kilkakrotnie aż do momentu, w którym sygnał z generatora o częstotliwości 1 000 kHz będzie odpowiadał częstotliwości obwodu przy wysuniętym do połowy rotorze kondensatora nastawnego. Jeżeli w tym miejscu, mimo wszystko zgodności nie uda się osiągnąć, to trzeba jeszcze raz dokładniej zestroić obwód oscylatora i dobrać właściwie indukcyjność cewki L_3 oraz pojemności kondensatora szeregowego C_7. Trzeba również powtórzyć przebieg zestrojenia obwodu wejściowego.

Możliwe jest również zestrojenie obwodów wejściowych oscylatora bez użycia przyrządów pomiarowych, mianowicie na słuch, przy wykorzystaniu odbioru radiostacji o bliskiej minimalnej i maksymalnej częstotliwości granicznej danego zakresu. Jest to jednak trudny sposób zestrojenia, zwłaszcza w miejscowościach o niekorzystnych warunkach odbioru. Rezultat takiego strojenia będzie zatem w dużym stopniu zależał od doświadczenia radioamatora. Najpierw usiłujemy odebrać jakąkolwiek radiostację. Pomocne w tym będzie przyłączenie anteny zewnętrznej do obwodu wejściowego. Jeżeli kręcąc powoli rotorem kondensatora nastawnego nie uda się odebrać żadnej radiostacji, a słyszalny jest tylko dźwięk o zmieniającej się sile i barwie, to w miejscu, w którym dźwięk jest najsilniejszy, próbujemy nieco zmienić nastrojenie obwodu wejściowego lub oscylatora. W tym celu zmieniamy położenie cewki L_1 na pręcie ferrytowym, a jeżeli to nie umożliwi uzyskania czystego odbioru, próbujemy zmieniać położenie rdzenia cewki L_3. Po odebraniu audycji ustalamy przez jaką stację została ona nadana. Sprawdzamy jej położenie na skali odbiornika fabrycznego i jeżeli to możliwe — „lokujemy" ją w tym samym miejscu na skali naszego odbiornika, przestrajając odpowiednio oscylator. Robimy to stopniowo. Przesuwając radiostację w potrzebnym kierunku skali, podstrajamy obwód wejściowy tak, aby uzyskać maksymalną głośność. Gdy odbiór jest już dostatecznie głośny, odłączamy antenę zewnętrzną i korzystając z anteny ferrytowej ponownie usiłujemy uzyskać maksymalną głośność. Szerokość obejmowanego pasma sprawdzamy ustalając, jakie radiostacje odbieramy na początku i na końcu skali. Strojenie obwodów wejściowych i oscylatora wykonujemy w taki sam sposób jak przy użyciu generatora sygnałowego, jed-

nak źródłem sygnału będzie teraz pracująca radiostacja słyszalna na początku i na końcu skali. W czasie regulowania stopnia przemiany może się okazać potrzebna zmiana sprzężenia zwrotnego lub wartości napięcia doprowadzonego z oscylatora do mieszacza. Dobrze więc będzie przygotować wcześniej w czasie nawijania cewek dodatkowe odprowadzenia (odczepy) od cewek L_3 i L_4. W końcu przystępujemy do oznaczania podziałki skali odbiornika.

Sposób regulowania i zestrojenia stopnia mieszacza o dwu tranzystorach jest analogiczny i dlatego opisywać go nie będziemy.

4.7. AUTOMATYCZNA REGULACJA WZMOCNIENIA — DOBIERANIE WARUNKÓW PRACY

W odbiornikach superheterodynowych stosuje się automatyczną regulację wzmocnienia (ARW). Najprostszym i szeroko stosowanym sposobem uzyskania ARW jest zmiana warunków pracy tranzystora wzmacniacza pośr.cz. dla prądu stałego. Regulację tę osiąga się albo przez zmianę prądu emitera tranzystora w stopniu, który jest regulowany, albo przez zmianę prądu bazy. Prąd emitera można zmieniać w przypadkach, gdy stopień detektora jest tranzystorowy, natomiast jeżeli detektorem jest dioda, to regulowanie wzmocnienia dokonuje się przez zmianę prądu bazy. Przykłady powyższych metod ARW są uwidocznione na rysunkach 109 i 110. Obwody ARW są bardzo proste, a ich regulowanie również nie nastręcza trudności. Jeżeli dobieramy warunki pracy na słuch, to wartość opornika R_1 w tym obwodzie (rys. 109) i opornika R_2 (rys. 110) tak należy dobrać, aby żadna z odbieranych radiostacji nie przesterowała wzmacniacza m.cz.

Jeżeli do tego celu posługujemy się przyrządami pomiarowymi, to do wejścia wzmacniacza pośr.cz. doprowadzamy sygnał modulowany o częstotliwości 465 kHz. Wartość napięcia dobieramy tak, aby uzyskać minimalną moc na wyjściu wzmacniacza m.cz. Następnie potencjometr siły głosu ustawiamy w środkowym położeniu i zwiększamy wartość napięcia pośr. cz. doprowadzonego z generatora około 5÷20-krotnie. Dobieramy odpowiedni opornik w obwodzie ARW tak, aby napięcie na wyjściu wzmacniacza m.cz. nie wzrosło więcej niż 1,5 do 3 razy.

5. Rodzaje odbiorników tranzystorowych

Znane są różne kryteria klasyfikacji odbiorników tranzystorowych. Podstawą tej klasyfikacji może być zasada pracy układu, rodzaje zakresów fal lub zasilania, liczba tranzystorów itp. Powszechnie przyjął się podział pod kątem pracy układu. Z tego też punktu widzenia rozróżniamy radioodbiorniki o bezpośrednim wzmocnieniu oraz superheterodynowe. W podziale tym pominięto odbiorniki detektorowe, gdyż nie należą one do grupy aparatów tranzystorowych (nie mają wzmacniacza i źródła zasilania).

5.1. ODBIORNIKI O BEZPOŚREDNIM WZMOCNIENIU

Schemat blokowy odbiornika o bezpośrednim wzmocnieniu przedstawiono na rysunku 119. W górnej jego części uwidoczniono kształt sygnału w poszczególnych punktach odbiornika i działanie wzmacniające układu.

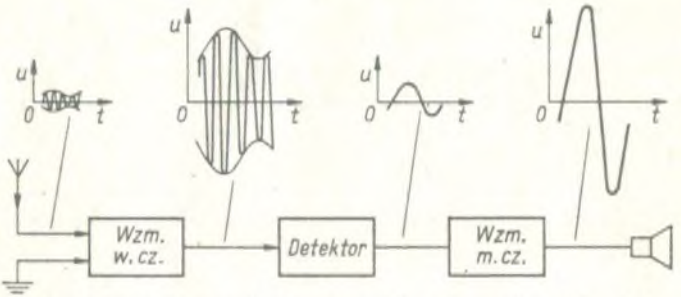
Fale radiowe emitowane przez różne radiostacje indukują w antenie odbiorczej napięcia modulowane w.cz. Wartość napięcia indukowanego zależy od wysokości anteny, natężenia pola elektromagnetycznego oraz od dobroci obwodu wejściowego odbiornika. Rezonansowy obwód wejściowy nastrojony na wybraną falę wydziela pożądany sygnał z całego widma częstotliwości napięć indukowanych w antenie.

Sygnał wydzielony w obwodzie wejściowym ulega wzmocnieniu w układzie złożonym z 1÷2 stopni wzmacniacza w.cz. W przypadku gdy są to stopnie ze strojonymi obwodami rezonansowymi, oprócz wzmocnienia ulega również zwiększeniu selektywność odbiornika. Jeżeli stopnie wzmacniacza w.cz. są ape-

riodyczne (np. oporowe), to selektywność odbiornika, którą w tym przypadku wyznacza obwód wejściowy, nie ulega zmianie, wzrasta natomiast jego czułość.

Sygnał w.cz. po wzmocnieniu zostaje doprowadzony do detektora i tu na jego wyjściu otrzymujemy sygnał modulujący m.cz. Jako stopnie detekcyjne w odbiornikach o bezpośrednim wzmocnieniu dobrze jest stosować układy realizujące również wzmocnienie (np. detektor tranzystorowy, podwajacz napięcia itp.). Sygnał m.cz. ulega wzmocnieniu w stopniach wzmacniacza, do wyjścia którego przyłącza się głośnik lub słuchawki. Jeżeli chcemy odbierać tylko falę silnej radiostacji lokalnej, to odbiornik można uprościć przez wyeliminowanie stopnia wzmacniacza m.cz. Taki układ ma małą czułość i selektywność.

W celu zwiększenia czułości i selektywności odbiornika o bezpośrednim wzmocnieniu stosuje się dodatnie sprzężenie zwrotne



Rys. 119. Schemat blokowy odbiornika o bezpośrednim wzmocnieniu

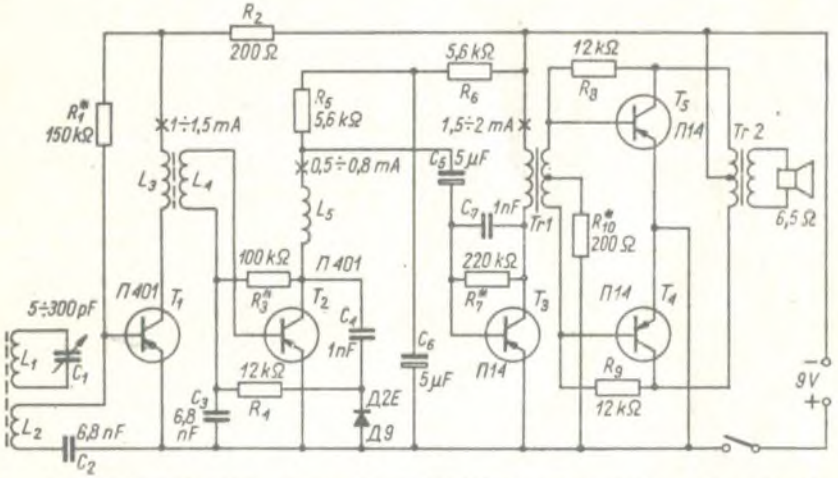
i wówczas odbiornik taki jest powszechnie nazywany odbiornikiem reakcyjnym. Radioamatorzy konstruują takie układy w początkowym okresie swej działalności. Wadą odbiorników reakcyjnych jest mała stabilność pracy i duże zakłócenia. Występują one zwłaszcza przy zwiększaniu dodatniego sprzężenia zwrotnego a źródłem ich jest sam odbiornik, zwłaszcza stopień objęty sprzężeniem zwrotnym. Odbiorniki o bezpośrednim wzmocnieniu mogą być w zasadzie wykonywane na dowolny zakres fal. Najlepsze wyniki uzyskujemy na zakresie długo- i średniofalowym. A oto kilka przykładów tego typu odbiornika.

5.1.1. ODBIORNIK Z DWUSTOPNIOWYM WZMACNIACZEM W. CZ.

Na rysunku 120 przedstawiono schemat ideowy odbiornika z dwustopniowym wzmacniaczem w.cz. na zakres długo- i średniofalowy (400÷1 800 m). Czułość odbiornika wynosi 10 μV/m, a moc wyjściowa około 100 mW. Źródłem zasilania jest bateria

9-woltowa. Prąd pobierany przy odstrojeniu od stacji wynosi około 6 mA, a przy pełnej głośności nie przekracza 40 mA.

Tranzystor T_1 pracuje w układzie wzmacniacza w.cz. z obciążeniem aperiodycznym w postaci uzwojenia pierwotnego L_3 transformatora w.cz. Drugi stopień spełnia dwie funkcje: wzmacniacza m.cz. oraz w.cz. Układ taki nosi nazwę układu refleksowego i jest powszechnie stosowany przez radioamatorów ze względu na duże wzmocnienie. Obciążeniem dla sygnału w.cz. jest dławik L_5, a dla sygnału m.cz. — opornik R_5. Z kolektora tranzystora T_2 sygnał w.cz. doprowadza się do detektora diodowego, a po detekcji z powrotem do bazy tranzystora T_2 przez opornik R_4, który stanowi obciążenie detektora. Wzmocniony



Rys. 120. Schemat odbiornika o bezpośrednim wzmocnieniu z dwustopniowym wzmacniaczem w.cz.

sygnał m.cz. ulega ponownemu wzmocnieniu w stopniu z tranzystorem T_3. Kondensator C_7 wprowadza ujemne sprzężenie zwrotne w zakresie większych częstotliwości akustycznych. Stopień wyjściowy pracuje w układzie przeciwsobnym klasy B.

Antenę stanowi pręt ferrytowy typu 600HH o długości 100 mm. Cewka L_1 nawinięta masowo na korpusie papierowym zawiera 200 zwojów DNE 0,12 mm, a nawinięta na niej cewka sprzęgająca L_2, 3÷10 zwojów tego samego przewodu.

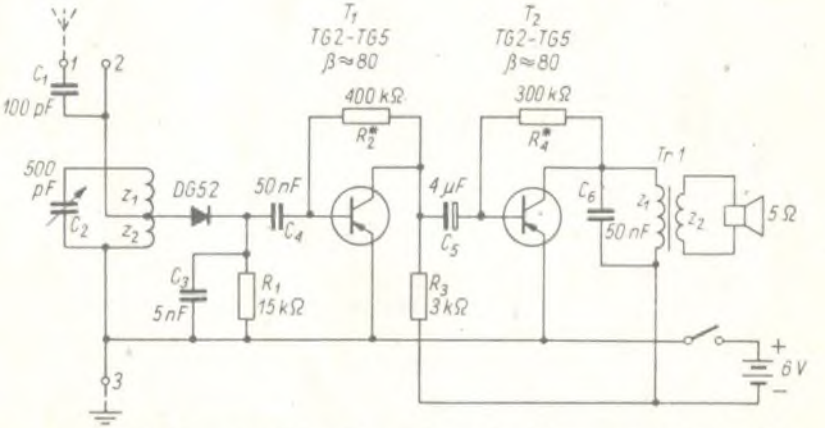
Transformator w.cz. L_3L_4 i dławik L_5 nawinięto na rdzeniach ferrytowych toroidalnych typu 1 000HH o zewnętrznej średnicy 7÷10 mm. Cewki te mają odpowiednio 150, 25 i 300 zwojów przewodu DNE 0,12 mm. Transformatory *Tr1* i *Tr2* nawinięto na rdzeniach permalojowych o przekroju kolumny środko-

wej 0,2 cm². Uzwojenie pierwotne *Tr1:* 2 500 zwojów DNE 0,06 mm, wtórne 700 zwojów DNE 0,06 mm z odczepem od 350 zwoju. Uzwojenie pierwotne *Tr2*: 900 zwojów DNE 0,09 mm z odczepem od 450 zwoju, wtórne 100 zwojów DNE 0,23 mm.

Należy dobierać tranzystory T_4 i T_5 o zbliżonych wartościach współczynnika β i I_{KE0}. Mogą one być zastąpione typami П13—П15 o współczynniku $\beta = 30 \div 60$. Podobne odpowiedniki można zastosować zamiast tranzystora T_3. Zamiast tranzystorów T_1, T_2 mogą być zastosowane tranzystory П403 o współczynniku $\beta = 30$. Oporniki oznaczone gwiazdkami mogą być dobierane w czasie regulowania układu.

5.1.2. ODBIORNIK PRZYSTOSOWANY DO ODBIORU STACJI LOKALNEJ

Na rysunku 121 przedstawiono schemat ideowy odbiornika o bezpośrednim wzmocnieniu, przystosowanego do odbioru stacji lokalnej w zakresie średniofalowym. Odbiornik wymaga anteny zewnętrznej w postaci linki o długości około 2 m oraz uzie-



Rys. 121. Schemat odbiornika o bezpośrednim wzmocnieniu dla odbioru silnych stacji lokalnych

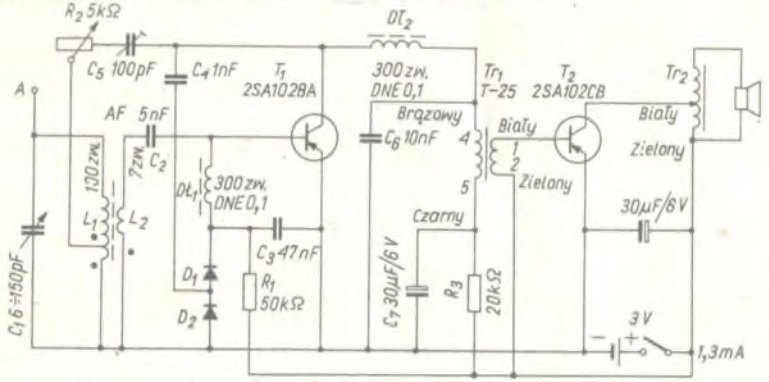
mienia. Antenę można przyłączyć do gniazdka *1* lub *2*. Korzystanie z gniazdka *1* zapewnia lepszą selektywność układu.

Odbiornik składa się z obwodu wejściowego, detektora i dwóch stopni wzmocnienia m.cz. Cewka obwodu wejściowego ma indukcyjność 180 μH. Odczep wykonano na 1/4 liczby zwojów, licząc od uziemionego końca cewki. Transformator *Tr1* nawinięto na rdzeniu M 30. Uzwojenie pierwotne zawiera 1 000 zwojów DNE 0,15 mm, wtórne — 75 zwojów DNE 0,4 mm.

5.1.3. ODBIORNIK REAKCYJNY W UKŁADZIE REFLEKSOWYM

Na rysunku 122 przedstawiono schemat odbiornika reakcyjnego w układzie refleksowym z detektorem diodowym w postaci podwajacza napięcia. Pracuje on w zakresie średniofalowym. Zaletą jego jest mała liczba elementów, a przy tym dobra czułość, selektywność i jakość odbioru. Producentem jest japońska firma *Union*.

Tranzystor T_1 spełnia dwie funkcje: wzmacniacza w. cz. z dodatnim sprzężeniem zwrotnym regulowanym potencjometrem R_2, a następnie wzmacniacza m. cz. Obciążeniem tranzystora dla sygnału w. cz. jest dławik $Dł_2$, a dla sygnału m. cz. transformator $Tr1$. Detektor składa się z diod D_1D_2 oraz układu filtrującego $Dł_1C_3$. Wzmacniacz mocy klasy A z tranzystorem T_2 zasila poprzez autotransformator słuchawkę piezoelektryczną.



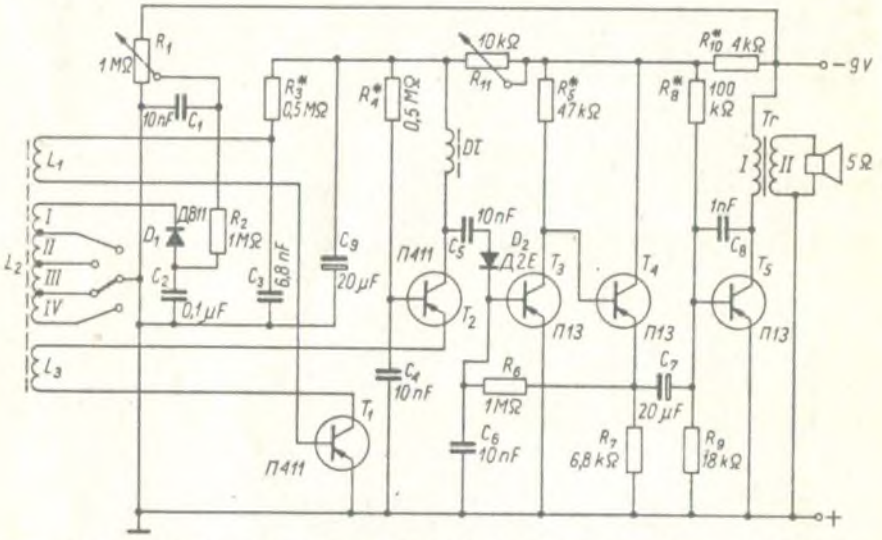
Rys. 122. Schemat odbiornika o bezpośrednim wzmocnieniu z reakcją i podwajaczem napięcia po detekcji

Układ wypróbowano z podzespołami zastępczymi. AF — rdzeń 54×18×4 mm. L_1L_2 — lica 7×0,05. $Dł_1Dł_2$ rdzeń kubkowy ϕ = = 14 mm, h = 8 mm. Diody D_1D_2 typu DOG 56. Dla słuchawki magnetycznej o oporze około 10 Ω dla prądu stałego można zastosować transformator $Tr2$ typu T-315. W obwód kolektora tranzystora T_2 włącza się końcówki *1-2*, a słuchawkę do końcówek *4-5*. Zamiast słuchawki można zastosować głośnik GD5/0,2. Dla tranzystorów *p-n-p* zamienić bieguny źródła i elektrolitów.

5.1.4. ODBIORNIK Z ELEKTRONOWYM STROJENIEM

Schemat odbiornika o bezpośrednim wzmocnieniu z elektronowym strojeniem przedstawiono na rysunku 123. Kondensator powietrzny nastawny obwodu wejściowego zamieniony tu został kondensatorem półprzewodnikowym, którym jest dioda Zenera, D_1, typu Д808-Д811. Pojemność diody zależy od wartości napięcia wstecznego regulowanego potencjometrem R_1. Służy on

zatem do strojenia odbiornika. Dla pokrycia szerszego zakresu częstotliwości niezbędna jest ze względu na mały zakres zmian pojemności diody zmiana liczby zwojów cewki L_2 obwodu strojonego. Cewka L_1 sprzęga obwód wejściowy z bazą tranzystora T_1, który pracuje wraz z tranzystorem T_2 w układzie szeregowym wzmacniacza w.cz. Cewka L_3 spełnia funkcję sprzężenia zwrotnego. Kondensator C_2 zapobiega zwieraniu diody D_1 przez cewkę L_2 dla prądu stałego. Przez opornik R_3 jest doprowadzane napięcie polaryzacji do bazy tranzystora T_1, a przez opornik R_4



Rys. 123. Schemat odbiornika o bezpośrednim wzmocnieniu z elektronowym strojeniem

— do bazy tranzystora T_2. Kondensatory C_1, C_3, C_4, C_6 i C_9 spełniają funkcje filtrów. Obciążeniem wzmacniacza w.cz. jest dławik *Dł*.

Z kolektora tranzystora T_2 sygnał w.cz. jest przenoszony do detektora, a następnie do bazy tranzystora T_3 w pierwszym stopniu wzmacniacza m.cz. Między tranzystorami T_3 a T_4 zastosowano sprzężenie bezpośrednie. Polepsza to znacznie jakość odtwarzania i stabilizację temperaturową w szerokim zakresie warunków pracy tych tranzystorów.

Przebieg stabilizacji jest następujący. Jeśli prąd kolektora tranzystora T_3 wzrasta, to spadek napięcia na oporniku obciążenia R_5 również wzrasta. Maleje zatem napięcie na kolektorze T_3, które jest jednocześnie napięciem polaryzacji bazy tranzystora T_4. W wyniku tego prąd kolektora tranzystora T_4 również

maleje, a tym samym zmniejsza się napięcie na jego emiterze. Napięcie to doprowadzane przez opornik R_6 do bazy tranzystora T_3 powoduje zmniejszenie prądu kolektora. Odwrotna sytuacja powstaje, jeżeli prąd kolektora tranzystora T_3 maleje.

Obciążeniem tranzystora T_4 jest opornik R_7. Przez kondensator C_7 jest sterowany tranzystor T_5, który stanowi stopień końcowy klasy A. Kondensator C_8 wprowadza sprzężenie zwrotne dla prądu zmiennego, polepszając jakość odtwarzania. Opór obciążenia tego stopnia wynosi 60÷80 Ω. Głośnik niskooporowy przyłącza się przez transformator dopasowujący Tr. Opornik R_{10} spełnia funkcję separatora w obwodzie zasilania, natomiast opornik R_{11} umożliwia zmianę warunków pracy tranzystorów T_1 i T_2, wpływając na wielkość dodatniego sprzężenia zwrotnego. Dane elementów: antena ferrytowa wykonana z pręta ferrytowego o długości 160 mm i średnicy 6 mm; cewka L_2 ma cztery sekcje (I — 25 zwojów, II — 20 zwojów licy 20×0,05 nawiniętej w jednej warstwie, III — 24 zwoje, IV — 62 zwoje DNEJ 0,15 mm) nawinięte masowo, o długości 10÷12 mm każda; korpus cewki L_2 może być przesuwany wzdłuż rdzenia; cewka L_1 ma 6 zwojów DNEJ 0,15 mm i jest nawinięta między zwojami cewki L_2 na jej początku; cewka sprzężenia zwrotnego L_3 zawiera 3 zwoje DNEJ 0,15 mm i jest umieszczona na oddzielnym korpusie od strony końca cewki L_2; wielkość sprzężenia dobiera się przy uruchamianiu odbiornika przesuwaniem cewki L_3; dławik w.cz. nawinięty na pierścieniu ferrytowym o średnicy 7÷10 mm zawiera 300÷350 zwojów DNE 0,1 mm; transformator Tr wykonany na rdzeniu blocking-transformatora telewizora KBH, uzwojenie pierwotne — 360 zwojów DNE 0,2 mm, uzwojenie wtórne — 95 zwojów DNE 0,5 mm.

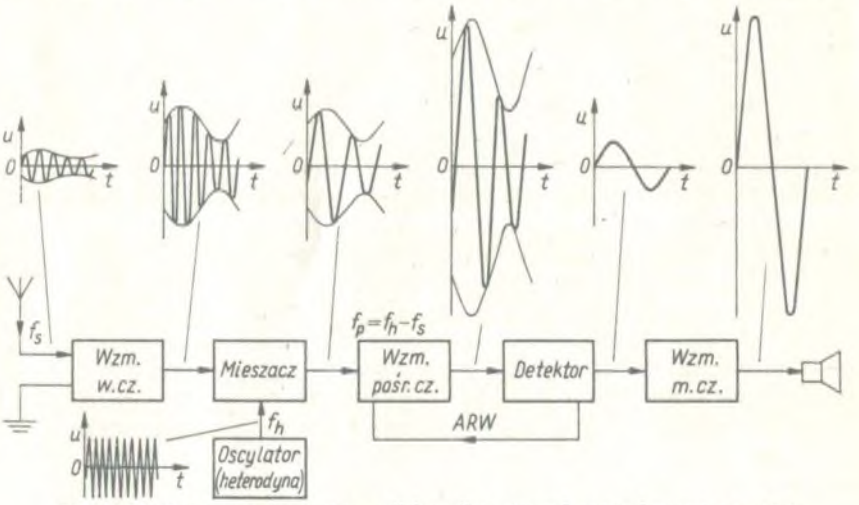
5.2. ODBIORNIKI SUPERHETERODYNOWE

Odbiorniki z przemianą częstotliwości, zwane również odbiornikami superheterodynowymi, odznaczają się dużo większą czułością i selektywnością niż odbiorniki o bezpośrednim wzmocnieniu. Dlatego wszystkie nowoczesne odbiorniki są wykonywane z reguły jako superheterodynowe.

Zasada odbioru superheterodynowego polega na tym, że odbierany sygnał w.cz. jest przekształcany w sygnał pośr.cz. Wartość pośredniej częstotliwości jest stała. Dla zakresów fal długich, średnich i krótkich, w których jest stosowany system modulacji amplitudy AM, przyjęto częstotliwość pośrednią równą 465 kHz, a dla zakresu ultrakrótkofalowego (system modulacji częstotliwości FM) równą 10,7 MHz (w ZSRR — 8,4 MHz). Stała częstotliwość pośrednia umożliwia stosowanie dowolnej liczby

prostych stopni w układach wzmacniaczy rezonansowych. Dzięki temu uzyskuje się bardzo dużą czułość odbiornika. Specjalne typy obwodów rezonansowych, tzw. filtry pasmowe, zapewniają bardzo dużą selektywność.

Schemat blokowy odbiornika superheterodynowego przedstawiono na rysunku 124. Obwody wejściowe i wzmacniacz w.cz. spełniają tę samą funkcję co w odbiorniku o bezpośrednim wzmocnieniu. Wzmocnione napięcie w.cz. zostaje doprowadzone do stopnia przemiany składającego się z mieszacza i oscylatora. Inną spotykaną nazwą mieszacza jest *pierwszy detektor*, a oscy-



Rys. 124. Schemat blokowy odbiornika superheterodynowego AM

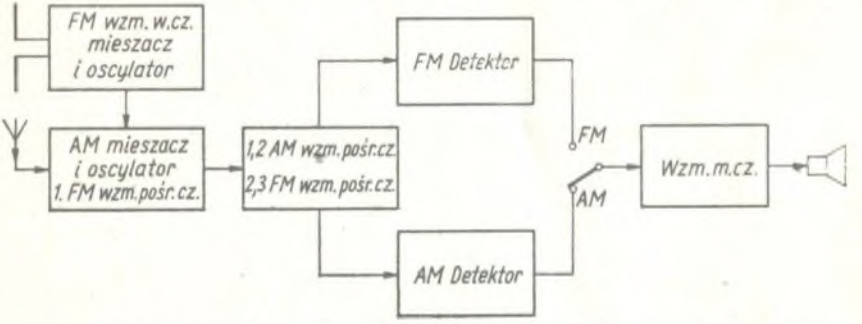
latora — *heterodyna*. Heterodyna jest samowzbudnym generatorem małej mocy. Wytwarza ona drgania o częstotliwości na ogół większej od częstotliwości sygnału. Zmiana częstotliwości następuje jednocześnie z przestrajaniem obwodu wejściowego i wzmacniacza w.cz. odbiornika. Elementem strojenia może być wielosekcyjny kondensator nastawny lub rdzenie ferrytowe przesuwane jednocześnie wewnątrz cewek obwodów rezonansowych. Napięcie heterodyny o częstotliwości f_h jest doprowadzane również do mieszacza, gdzie ulega zmieszaniu z napięciem sygnału o częstotliwości f_s. W wyniku zmieszania pojawiają się nowe sygnały o częstotliwościach f_h+f_s i f_h-f_s. Przyłączony do wyjścia mieszacza obwód rezonansowy „wyławia" sygnał o częstotliwości pośredniej

$$f_p=f_h-f_s$$

który ma tę samą częstotliwość modulacji co sygnał odbierany f_s.

Oprócz mieszania sygnałów w stopniu przemiany następuje niewielkie wzmocnienie. Sygnał pośr.cz. jest wzmacniany w dwutrzystopniowym układzie, który ma decydujący wpływ na selektywność odbiornika, po czym zostaje doprowadzony do detektora, a następnie do wzmacniacza m.cz. Stopnie te spełniają tę samą funkcję co w odbiorniku o bezpośrednim wzmocnieniu. W odbiornikach superheterodynowych, w celu polepszenia ich własności użytkowych, stosuje się powszechnie automatyczną regulację wzmocnienia (ARW). Kosztem części wzmocnienia uzyskuje się przy dużych zmianach siły odbieranego sygnału stały poziom jego głośności.

Odbiorniki superheterodynowe, mimo swych cennych zalet, nie są pozbawione wad. Zaliczamy do nich: duże szumy własne i zakłócenia oraz rozbudowany układ, wymagający precyzyjnego



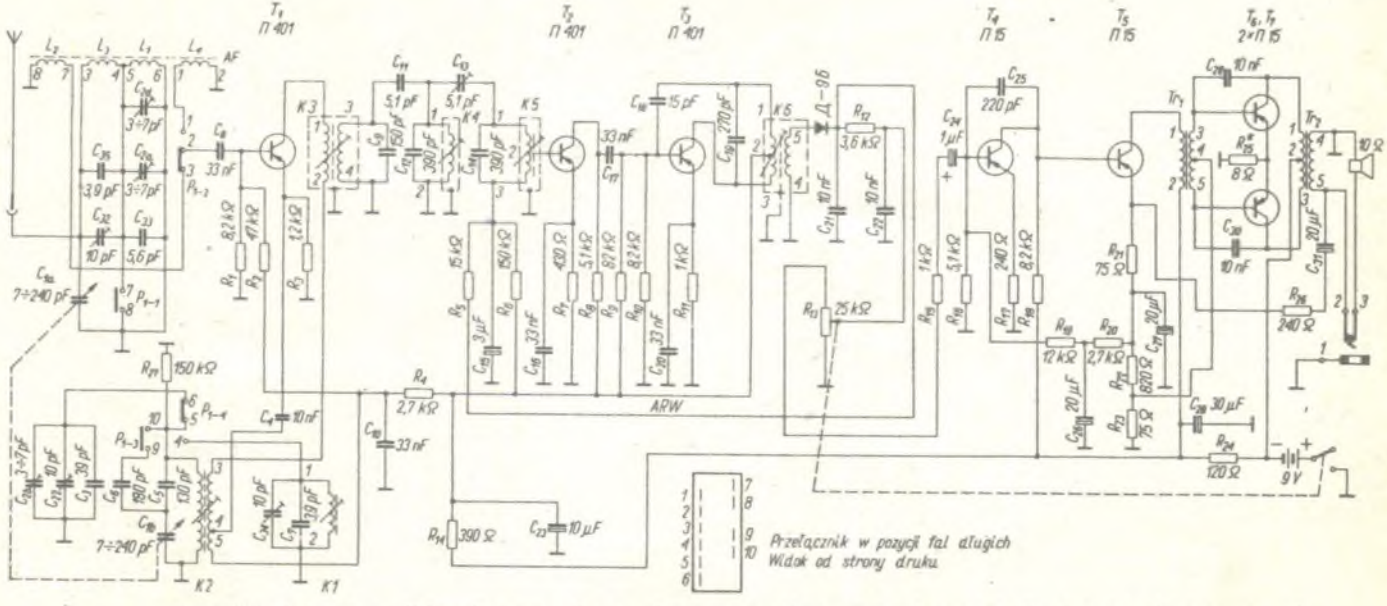
Rys. 125. Schemat blokowy odbiornika superheterodynowego AM/FM

strojenia i regulowania w czasie uruchamiania i przy naprawie odbiornika. System przemiany częstotliwości jest stosowany w całym zakresie fal radiowych.

Na rysunku 125 przedstawiono schemat blokowy odbiornika superheterodynowego AM/FM. Odbiornik taki, w porównaniu z typowym układem AM, ma dodatkowe obwody wejściowe, stopień wzmacniacza m.cz., heterodynę i mieszacz. Wzmacniacz pośr.cz. jest dwutorowy. W obwodzie kolektora każdego tranzystora są dwa filtry pośr.cz. Jeden z nich nastrojony na częstotliwość około 465 kHz pracuje przy odbiorze AM, drugi, nastrojony na 10,7 MHz, pracuje przy odbiorze FM. Odbiornik AM/FM ma również oddzielne stopnie detektorów dla odbioru AM i FM. Tor wzmacniacza m.cz. jest identyczny dla obu systemów.

5.2.1. ODBIORNIK *AŁMAZ*

Na rysunku 126 przedstawiono schemat radzieckiego odbiornika *Ałmaz*, przystosowanego do odbioru w zakresie długo- i średniofalowym. Fale długie obejmują zakres 150÷408 kHz (2 000÷



Rys. 126. Schemat odbiornika superheterodynowego *Ałmaz* na zakres fal długich i krótkich

÷735 m), średnie 525÷1 605 kHz (575÷187 m). Odbiornik jest wyposażony w wewnętrzną antenę ferrytową, na której znajdują się cewki obwodów wejściowych L_1—L_4. Na falach długich w obwodzie wejściowym jest czynna cewka L_1 i połączona w szereg z nią cewka L_3. Cewka L_2 sprzęga obwód wejściowy z obwodem bazy tranzystora T_1. Na falach średnich jest czynna cewka L_3 i sprzęgająca cewka L_4. Cewka L_1 zostaje zwarta przez zestyk $P1_1$ przełącznika zakresu fal. Na rysunku przełącznik ten jest ustawiony w pozycji „fale długie". Możliwość dołączenia anteny zewnętrznej rozwiązuje problem korzystania z dobrego odbioru nawet w pomieszczeniach ekranowanych.

Tranzystor T_1 pracuje w stopniu przemiany. Napięcie odbieranego sygnału jest doprowadzane do obwodu bazy, a napięcie heterodyny — do obwodu emitera. Obciążeniem stopnia przemiany jest trójobwodowy filtr pasmowy, nastrojony na częstotliwość pośrednią 465 kHz. Zapewnia on tłumienie kanału sąsiedniego nie mniejsze niż 20 dB.

Stopień z tranzystorem T_2 jest aperiodycznym wzmacniaczem pośr. cz. Spełnia on również funkcję separatora między dwoma stopniami selektywnymi (T_1, T_3). Tranzystor T_3 pracuje w ostatnim stopniu wzmacniacza pośr.cz. i jest sprzężony transformatorowo z detektorem.

W stopniu detektora pracuje dioda germanowa w układzie szeregowym. Przyłączony do wyjścia detektora filtr *RC* zwiera resztki napięć pośr.cz. pozostałe po detekcji. Z wyjścia detektora jest pobierane również napięcie do ARW działającej na stopień wzmacniacza pośr.cz., z tranzystorem T_2.

Wzmacniacz m.cz. składa się z trzech stopni. Pierwszy i drugi z tranzystorami T_4 i T_5 pracują w układzie *WE* w klasie A. Stopień wyjściowy wykonano w układzie przeciwsobnym klasy B. Wszystkie stopnie wzmacniacza m.cz. są objęte sprzężeniem zwrotnym. Dzięki temu uzyskano bardzo małe zniekształcenia nieliniowe i dużą stabilność pracy.

Dane techniczne odbiornika: czułość na zakresie fal długich nie mniejsza niż 1 mV/m, fal średnich — nie mniejsza niż 0,6 mV/m; selektywność przy rozstrojeniu o ±10 kHz na obu zakresach nie mniejsza niż 20 dB; znamionowa moc wyjściowa 50 mW; pasmo przenoszenia odbiornika 450÷3 000 Hz; napięcie zasilania może się zawierać w granicach 7÷9 V.

Dane techniczne zastosowanych cewek są ujęte w tablicy 37.

Transformator sterujący *Tr1:* uzwojenie pierwotne *1-2* zawiera 2 500 zwojów DNE 0,06 mm, opór dla prądu stałego powinien wynosić 420 Ω ± 20%, uzwojenie wtórne 3-5-4 zawiera 700 zwojów (z odczepem od 350 zwoju) DNE 0,06 mm, opór dla prądu stałego wynosi 160 Ω ± 20%. Transformator głośnikowy *Tr2* uzwojenie pierwotne *3-4-5* zawiera 900 zwojów (z odczepem od

Tablica 37

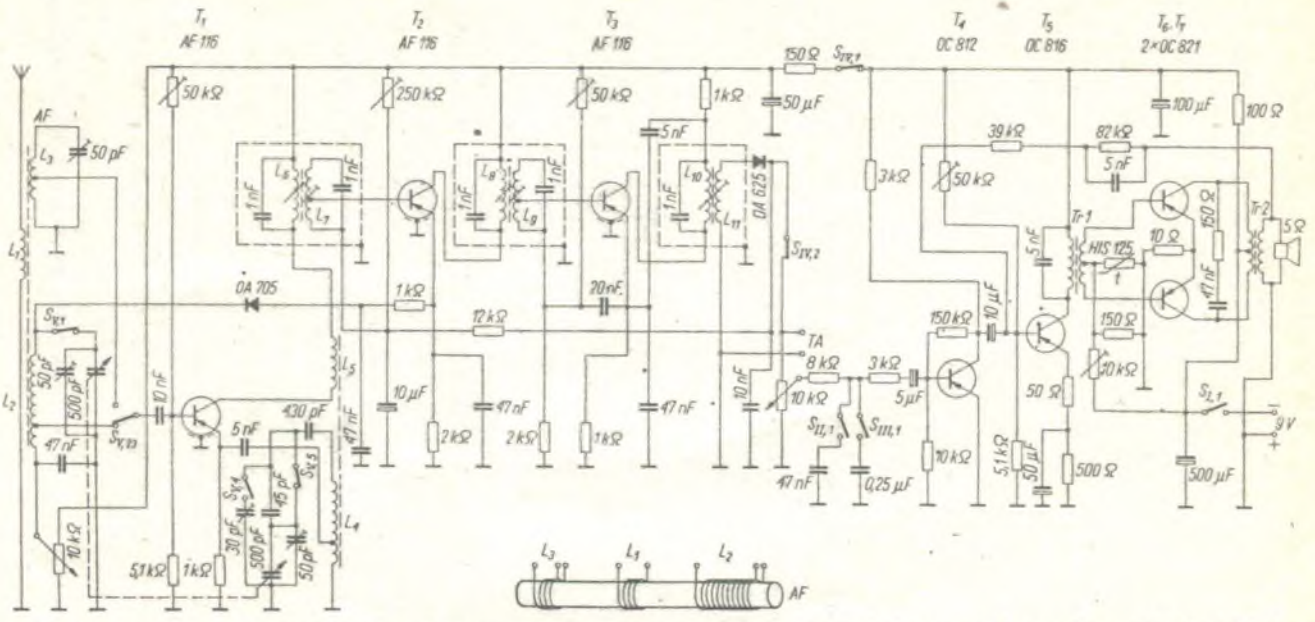
DANE TECHNICZNE CEWEK ZASTOSOWANYCH W ODBIORNIKU *AŁMAZ*

Podzespoły	Oznaczenie	Rodzaj i średnica przewodu [mm]	Liczba zwojów	Indukcyjność [μH]	Dobroć	Częstotliwość [kHz]
Antena	L_1	DNEJ 0,1	4×55=220	4 700	120	300
Antena	L_2	DNEJ 0,1	30	—	—	—
Antena	L_3	lica 7×0,07	68	360±10%	190	1 000
Antena	L_4	DNEJ 0,1	10	—	—	—
Heterodyna K1	L_{1-2}	lica 5×0,06	2×35+34,5	250±10%	140	1 000
Heterodyna K2	L_{1-2}	DNEJ 0,1	3×50	530±10%	100	600
	L_{3-4}	DNEJ 0,1	13	—	—	—
	L_{4-5}	DNEJ 0,1	9	—	—	—
Filtr pośr. cz. K3	L_{3-4}	lica 5×0,06	3×26	160±10%	130	700
	L_{1-2}	DNEJ 0,1	3×14	—	—	—
Filtr pośr. cz. K4	L_{1-2}	lica 5×0,06	2×37+37,5	300±10%	140	465
Filtr pośr. cz. K5	L_{1-2-3}	lica 5×0,06	3×37 odczep od 10 zw.	300±10%	140	465
Filtr pośr. cz. K6	L_{1-2-3}	DNEJ 0,1	50,5+110 odczep od 50,5 zw.	410±10%	60	465
	L_{4-5}	DNEJ 0,1	110	—	—	—

450 zwoju) DNE 0,09 mm, opór dla prądu stałego wynosi 60Ω± ±20%; uzwojenie wtórne 1-2 zawiera 102 zwoje DNE 0,23 mm, opór dla prądu stałego — 1,4Ω± 20%.

5.2.2. ODBIORNIK Z ZAKRESEM FAL KRÓTKICH

Na rysunku 127 przedstawiono schemat ideowy odbiornika superheterodynowego na zakres fal średnich i pasmo 49 m zakresu fal krótkich. W układzie zastosowano przełącznik o 5 zestykach zwiernych. Spełniają one następujące funkcje: S_1 — włą-



Rys. 127. Schemat odbiornika superheterodynowego na zakres fal średnich i pasmo 49 m zakresu fal krótkich

cza i wyłącza odbiornik, S_{II}, S_{III} — barwa dźwięku, S_{IV} — adapter S_V — zmiana zakresu fal: średnie/krótkie.

Tranzystor T_1 pracuje w układzie mieszacza. Przedstawiona na rysunku 127 pozycja zestyków zwiernych przełącznika S_V odpowiada zakresowi fal średnich. Na zakresie fal krótkich pozycja zestyków zwiernych S_V jest odwrotna. Zostaje wówczas włączony obwód z cewką L_3 nastrojony na pasmo 49 m. Dopasowanie do oporu wejściowego tranzystora T_1 odbywa się za pomocą odczepu cewki L_3. Kondensator strojeniowy oscylatora powinien być ustawiony na granicy 1 500 kHz (C_{min}). Trymer 30 pF w obwodzie oscylatora umożliwia dostrojenie do stacji w środku pasma 49 m. Również obwód wejściowy należy dostroić do tej stacji. W pozycji „fale krótkie" należy dobrać napięcie polaryzacji na bazie tranzystora T_1 za pomocą opornika nastawnego 50 kΩ na największe wzmocnienie mieszacza.

Wzmacniacz pośr.cz. dwustopniowy z filtrami pasmowymi zapewnia duże wzmocnienie. Częstotliwość pośrednia wynosi 470 kHz. Za pomocą oporników nastawnych 250 kΩ i 50 kΩ reguluje się dokładnie punkty pracy tranzystorów T_2 i T_3. Prąd kolektora tranzystora T_2 powinien wynosić około 0,7 mA, a tranzystora T_3 — około 1 mA. Tranzystory typu AF 116 nie wymagają dodatkowej neutralizacji. Natomiast przy zastosowaniu tranzystorów typu OC 880 jest wymagana neutralizacja sprzężenia zwrotnego, powstałego wskutek dużych pojemności kolektor-baza tranzystorów. W tym przypadku należy między bazy tranzystorów T_2 a T_3 jak również między bazę T_3 a anodę diody OA 625 przyłączyć szeregowy układ R=20 kΩ i C=30 pF (trymer).

W odbiorniku zastosowano automatyczne ograniczanie przesterowania w przypadku odbioru silnych stacji lub zmiany anteny zewnętrznej. W tym celu dioda OA 705 wprowadza tłumienie obwodu wejściowego, z chwilą gdy odbierany sygnał przekroczy określoną wartość. Próg zadziałania tej automatyki ustawia się na około 0,4 V za pomocą potencjometru 10 kΩ. Dioda jest spolaryzowana zaporowo i w normalnych warunkach odbioru nie wywiera żadnego wpływu na obwód wejściowy.

Trzystopniowy wzmacniacz m.cz. ma regulator barwy dźwięku. W pozycji „adapter" od stopnia w.cz. odłącza się zasilanie — — $S_{IV.1}$.

Prąd pobierany przez tranzystory stopni sterujących wynosi 5 mA, podczas gdy prąd spoczynkowy każdego z tranzystorów stopnia końcowego osiąga wartość około 1,5 mA. Maksymalna moc wyjściowa wynosi 0,5 W.

W układzie zastosowano głośnik owalny o mocy 1,5 VA. Dane cewek i transformatorów: rdzeń prętowy anteny ferrytowej ma długość 160 mm i średnicę 8 mm; cewka L_1 zawiera 10 zwojów licy 10×0,07; cewka L_2 — 55 zwojów licy 10×0,07 z odczepem

od 7 zwoju; cewka L_3 — 16 zwojów przewodu DNE 1,5 mm z odczepem od 4 zwoju. Cewki oscylatora są nawinięte na korpusie z trzema przegrodami i rdzeniem ferrytowym. Cewka L_1 zawiera 80 zwojów licy 10×0,07. W przegrodzie *1* nawinięto 30 zwojów z odczepem od 5 zwoju, w przegrodzie *2* jest również 30 zwojów, a w przegrodzie *3* pozostałe 20 zwojów. Cewka L_5 zawiera 10 zwojów licy 10×0,07. W przegrodzie *1* nawinięto 4 zwoje, w przegrodzie *2* też 4 zwoje, a w przegrodzie *3* — 2 zwoje. Cewki filtrów pasmowych mają indukcyjność 120 μH. Cewki L_6, L_8 i L_{10} mają po 76 zwojów, cewki L_7 i L_9 również po 76, ale z odczepem od 18 zwoju. Pomiędzy cewkami L_6 a L_7 oraz L_8 a L_9 istnieje możliwość regulacji sprzężenia przez zbliżanie lub oddalanie pojedynczego zwoju. Umożliwia to regulację szerokości pasma przenoszenia. Cewka L_{11} zawiera 30 zwojów. Transformator sterujący *Tr1* ma rdzeń M30/7 z blach transformatorowych IV/35, składanych bez szczeliny. Uzwojenie pierwotne zawiera 2 000 zwojów DNE 0,14 mm, wtórne bifilarne 2×650 zwojów DNE 0,14 mm. Transformator głośnikowy *Tr2* ma rdzeń M42/15 z blach transformatorowych IV, składanych bez szczeliny. Uzwojenie pierwotne bifilarne zawiera 150 zwojów DNE 0,35 mm, a wtórne 65 zwojów DNE 0,45 mm.

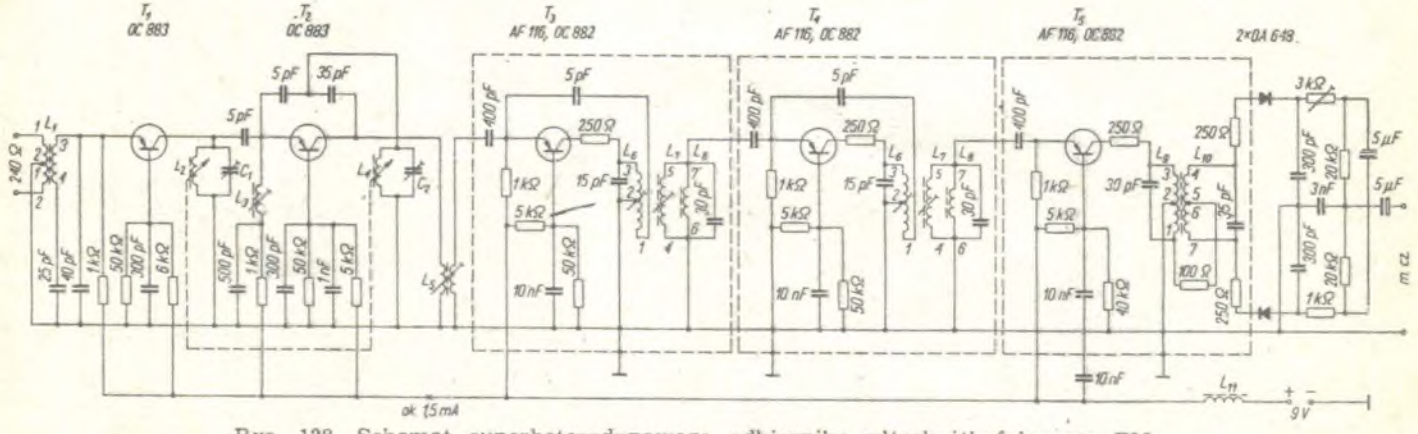
5.2.3. ODBIORNIK Z ZAKRESEM FAL ULTRAKRÓTKICH

Na rysunku 128 przedstawiono schemat ideowy odbiornika ultrakrótkofalowego. Dla uproszczenia schematu nie objęto nim stopnia wzmacniacza m.cz., który niczym się nie różni od wcześniej opisanych rozwiązań.

Tranzystor T_1 wzmacniacza w.cz. pracuje w układzie *WB* i nie wymaga stosowania układu neutralizacji. Obwód wejściowy w emiterze tranzystora T_1 wykonano w postaci filtru *LC* typu π. Dopasowuje on opór anteny do oporu wejściowego tranzystora. Antenę symetryczną pętlicową 240 Ω przyłączamy do gniazd *1-2* z anteną niesymetryczną prętową 60 Ω — między jedno z gniazd i masę odbiornika.

Tranzystor T_2 spełnia funkcję heterodyny i mieszacza. Oscylator pracuje z pojemnościowym sprzężeniem zwrotnym między kolektorem a emiterem (5 pF). Strojenie indukcyjne wzmacniacza w.cz. i heterodyny jest dokonywane za pomocą cewek L_2 i L_4. Obwód L_3 i kondensator 500 pF stanowią zwarcie wejścia mieszacza dla napięć pośr.cz. Baza mieszacza jest również zwarta dla prądów pośr.cz. i w.cz. za pomocą kondensatora 1,3 nF.

Wzmacniacz pośr.cz. 10,7 MHz pracuje z filtrami pasmowymi w układzie *WB*. Stosując układ *WE* można uzyskać większe wzmocnienie, jednak stabilność wzmacniacza maleje, gdyż pojemność sprzężenia zwrotnego jest pięciokrotnie większa niż w ukła-

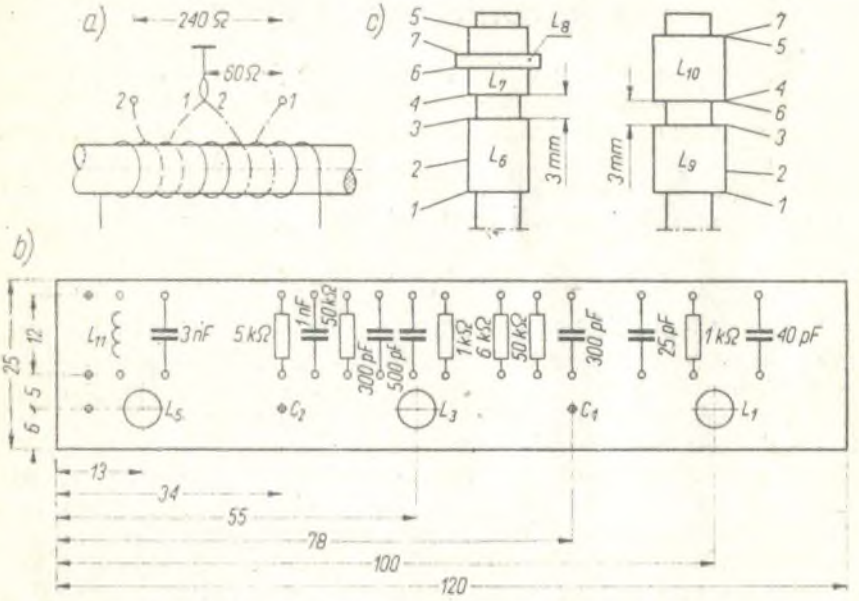


Rys. 128. Schemat superheterodynowego odbiornika ultrakrótkofalowego FM

dzie *WB*. Trudności w kompensowaniu stopni pośr.cz. FM w układzie *WE* są spowodowane przez ich duży opór wejściowy i rozrzuty szkodliwych pojemności tranzystorów. Z tych względów stopnie pośr.cz. FM należy konstruować w układzie *WB*.

Opór wejściowy stopnia pośr.cz. wynosi około 55 Ω. Do obwodu kolektora tranzystorów wzmacniacza pośr.cz. przyłączono oporniki 250 Ω w celu oddzielenia pojemności kolektora od obwodu filtru pasmowego.

Na rysunku 129 uwidoczniono niektóre szczegóły konstrukcji podzespołów odbiornika ultrakrótkofalowego. Uzwojenie pier-



Rys. 129. Podzespoły odbiornika ultrakrótkofalowego: a) cewki antenowe; b) płytka montażowa układu przemiany; c) cewki filtrów pasmowych

wotne cewki L_1 zawiera 2×2 zwoje nawinięte bifilarnie przewodem DNE 0,5 mm, uzwojenie wtórne — 5 zwojów DNE 0,8 mm. Cewka L_2 zawiera 5 zwojów miedzianego drutu srebrzonego o średnicy 0,8 mm. Korpus z wkładki kanałowej telewizora *Rembrandt* o średnicy zewnętrznej 6 mm. Cewka L_4 ma 4 zwoje. Przewód i korpus są identyczne jak w cewce L_2. Cewki L_2 i L_4 są strojone rdzeniem aluminiowym o średnicy 5 mm i długości 11 mm. Cewka L_3 zawiera 3,5 zwoja DNE 0,6 mm. Uzwojenie pierwotne cewki L_5 zawiera 38 zwojów licy 10×0,04 mm i jest nawinięte na korpusie o średnicy zewnętrznej 7 mm. Strojenie tej cewki odbywa się za pomocą rdzenia ferrytowego w.cz. Uzwojenie wtór-

ne — 2 zwoje DNE 0,4 mm — jest nawinięte na uziemionym końcu uzwojenia pierwotnego. Cewka L_6 między punktami *1-2* ma 2 zwoje, a między punktami *2* i *3* — 47 zwojów DNEJ 0,1 mm. Cewka L_7 ma 38 zwojów DNEJ 0,1 mm, a cewka L_8 — 2 zwoje DNEJ 0,2 mm. Cewka L_9 między punktami *1-2* ma 15 zwojów, a między *2* i *3* — 23 zwoje DNEJ 0,1 mm. Cewka L_{10} jest nawinięta bifilarnie i ma 2×15 zwojów DNEJ 0,1 mm. Dławik L_{11} zawiera 30 zwojów DNEJ 0,2 mm nawiniętych wprost na rdzeniu ferrytowym o średnicy 4 mm.

5.3. NAPRAWA ODBIORNIKÓW

Radioodbiornik jest urządzeniem złożonym z około 100 miniaturowych elementów radiowych. Wymaga delikatnego i uważnego obchodzenia się z nim. Można go eksploatować w zakresie temperatur od +40 do −10°C. Jest wrażliwy na wpływ wilgoci, wydzielające się gazy, wyziewy kwasów i soli, zanieczyszczenia pyłowe oraz na silne urazy mechaniczne.

5.3.1. ZAKŁÓCENIA ODBIORU AUDYCJI

Przy odbiorze programu radiowego słyszymy często silne szumy i trzaski. W większości przypadków pochodzą one z wyładowań atmosferycznych, zakłóceń przemysłowych i zakłóceń od stacji nadawczych. Prawidłowy odbiór dalekich i słabych radiostacji jest niemożliwy, gdy poziom zakłóceń w miejscu odbioru jest większy lub bliski poziomowi fali odbieranej. Zakłócenia te można zmniejszyć przez dokładne dostrojenie odbiornika do odbieranej fali i przez odpowiednie dobranie kierunku anteny ferrytowej. Zakłócenia atmosferyczne są szczególnie nasilone w okresie letnim w porze dziennej przy odbiorze dalekich stacji na falach długich i średnich. Źródłem zakłóceń przemysłowych są blisko usytuowane silniki elektryczne, spawarki, urządzenia elektromedyczne, trakcja tramwajowa, trolejbusowa itp. Wzajemne oddziaływanie dwóch radiostacji pracujących na zbliżonych częstotliwościach objawia się w dwojaki sposób. Raz jest to gwizd, który nie ulega zmianie przy strojeniu i dobieraniu kierunku anteny ferrytowej, innym razem jest to rytmiczna zmiana siły dźwięku. Odbiór silnie pogarsza się w tunelach żelazobetonowych, wagonach tramwajowych, kolejowych i autobusach. Obiekty te wprowadzają silne tłumienie fal elektromagnetycznych, a poprawę jakości odbioru w tych warunkach może zapewnić antena zewnętrzna przyłączona do odbiornika. Wymienione usterki odbioru występują nie z winy odbiornika, lecz pod wpływem warunków zewnętrznych.

Radioodbiornik R 110 *Stern 64* wersji *Diplom* uległ uszkodzeniu. Stwierdzono małą moc wyjściową i duże zniekształcenia nieliniowe, a ponadto zanik audycji przy lekkim poruszeniu obudowy odbiornika. Po wyjęciu go z obudowy i włączeniu źródła zasilania przystąpiono do lokalizacji uszkodzenia. W tym celu prętem z materiału izolacyjnego opukiwano lekko płytki montażowe i poszczególne elementy. Na ogół uszkodzenie znajduje się w pobliżu miejsca, w którym towarzyszące defektowi objawy występują przy coraz lżejszym opukiwaniu. Tą metodą wykryto dwa punkty „zimnego" lutowania. Naprawa takiego uszkodzenia jest już drobiazgiem, wymaga bowiem tylko oczyszczenia końcówek danego elementu i ponownego ich zlutowania. Grot lutowniczy należy przytrzymać w miejscu lutowania przynajmniej przez 3 s.

Źródłem pozostałego uszkodzenia, wykrytym za pomocą woltomierza, okazała się bateria zasilająca. Przy średniej sile dźwięku napięcie baterii wynosiło 6,5 V zamiast 9 V. Wymiana baterii na nową przywróciła pełną sprawność odbiornika.

Radioodbiornik *Philips* typu LOX 91T wskutek upadku utracił na czułości i zaczął silnie zniekształcać. Po wymontowaniu go z obudowy stwierdzono pęknięcie rdzenia anteny ferrytowej. Wymiana rdzenia na nowy wyraźnie poprawiła czułość układu, ale zniekształcenia odbioru pozostały. Za pomocą szukacza sygnału ustalono, że zniekształcenia wprowadza stopień końcowy wzmacniacza m.cz. Sygnał na kolektorze drivera i pozostałych stopni nie był zniekształcony. Na elektrodach tranzystorów stopnia końcowego zmierzono woltomierzem napięcia, przy czym na kolektorze jednego z nich stwierdzono brak napięcia w ogóle. Odbiornik wyłączono i omomierzem sprawdzono opór przejścia złącza *K-E* tranzystora oraz opór uzwojenia kolektorowego transformatora. Przyczyną wspomnianego braku napięcia na kolektorze była przerwa w uzwojeniu transformatora. Po naprawie tego defektu odbiornik działał poprawnie.

Radioodbiornik *Philips* typ LOX 91T w czasie regulowania siły dźwięku wprowadzał zakłócenia przejawiane jako trzaski. Przy użyciu szukacza sygnału śledzono sygnał w odbiorniku. Stwierdzono, że w stopniu w. cz. oraz na wyjściu detektora zakłócenia nie występowały. Pojawiły się one natomiast na wejściu wzmacniacza wstępnego m. cz. Uszkodzenie występowało w regulatorze siły dźwięku. Wymiana potencjometra okazała się skuteczna, zakłócenia ustąpiły.

W radioodbiorniku *Koliber 2* stwierdzono całkowity zanik odbioru na obu zakresach. Pomiary obwodu zasilania dały wyniki

zadowalające — napięcie 6 V, prąd pobierany 9 mA. Za pomocą generatora m. cz. sprawdzono wzmacniacz m. cz. Działał on poprawnie. Przy użyciu szukacza sygnału stwierdzono brak sygnału radiowego we wzmacniaczu pośr. cz. Sygnał występował dopiero w obwodzie wejściowym (sekcja obwodu wejściowego kondensatora nastawnego). Zwierając sekcję heterodyny kondensatora nastawnego z masą stwierdzono, że heterodyna nie pracuje. Pomiar omomierzem tranzystora układu przemiany nie wykazał uszkodzenia. W czasie sprawdzania obwodu cewek oscylatora i cewek wejściowych stwierdzono równy nieskończoności opór cewki sprzęgającej. Od strony doprowadzenia do kondensatora sprzęgającego z bazą tranzystora, wewnątrz oplotu jedwabnego, była przerwana lica. Po usunięciu usterki odbiornik działał już poprawnie.

W odbiorniku *Migo* stwierdzono uszkodzenie, przejawiające się małą mocą wyjściową. Pod obciążeniem sprawdzono baterię zasilającą; wartość napięcia wynosiła 8,5 V, a więc nie ono mogło być przyczyną uszkodzenia. Za pomocą szukacza sygnału ustalono, że defekt występuje w stopniu wzmacniacza wstępnego m. cz. i objawia się brakiem wzmocnienia tego stopnia. Wartości napięć stałych na elektrodach tranzystora były prawidłowe. Przy użyciu szukacza stwierdzono duże napięcie zmienne na oporniku emitera 820 Ω, zbocznikowanym kondensatorem elektrolitycznym 30 μF. Równolegle do emitera przyłączono nowy kondensator elektrolityczny i usterka ustąpiła. Okazała się nią przerwa w wyprowadzeniu kondensatora, która powodowała silne sprzężenie zwrotne dla prądu zmiennego i brak wzmocnienia.

Odbiornik *Koliber 2* uległ uszkodzeniu. Stwierdzono bardzo ciche odtwarzanie i zniekształcenia przy odbiorze silnych stacji lokalnych. Pomiary obwodu zasilania nie wykazały usterek. Za pomocą generatora sprawdzono wzmacniacz m. cz. i tu również nie stwierdzono usterki. Ponieważ występowała ona niezależnie od wybranego zakresu, istniało uzasadnione przypuszczenie, że należy jej szukać we wspólnym układzie, jakim jest wzmacniacz pośr. cz. i detektor. Dostrojono odbiornik do stacji lokalnej i za pomocą szukacza kontrolowano sygnał na elektrodach tranzystorów. Ustalono, że zniekształcenia i małe wzmocnienie występują w drugim stopniu wzmacniacza pośr. cz. Pomiar napięć stałych i zbadanie tranzystora omomierzem nie wykazały niesprawności. Również nie wykazały jej oględziny zewnętrzne. Dopiero bocznikując kondensatory tego stopnia nowymi wykryto uszkodzony kondensator C_{16}. Kondensator ten o pojemności 40 nF zamykał drogę dla prądów pośr. cz. w obwodzie *B-E*. Wystarczyło więc wymienić go na inny, pełnosprawny.

5.3.3. WYKRYWANIE I USUWANIE TYPOWYCH USZKODZEŃ ODBIORNIKA TRANZYSTOROWEGO

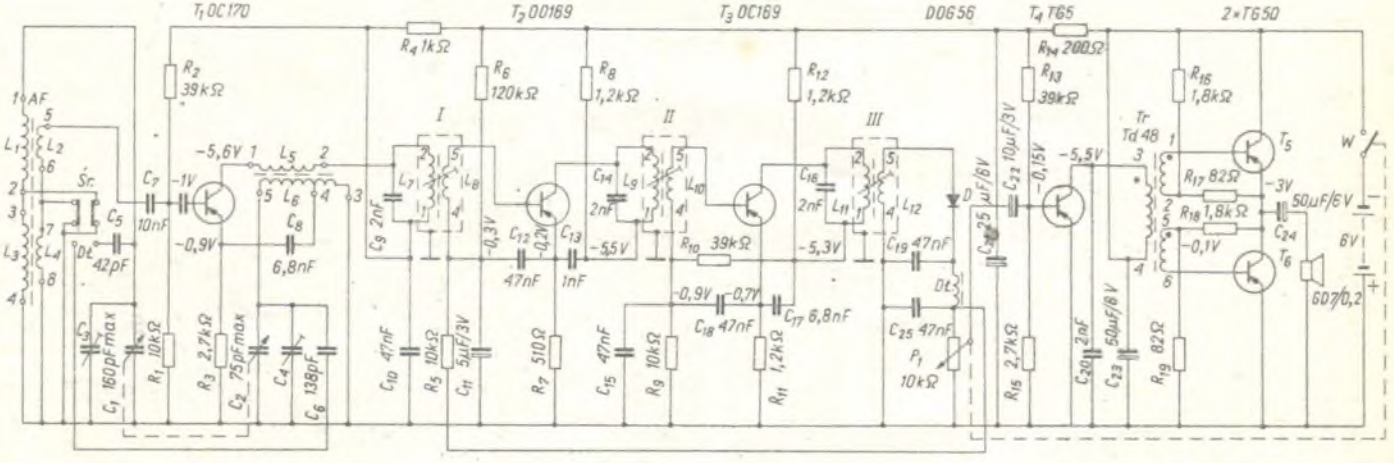
Na rysunku 130 przedstawiono schemat ideowy popularnego tranzystorowego odbiornika superheterodynowego produkcji krajowej — *Koliber 2*. Ma on dwa zakresy: długo- i średniofalowy oraz 6 stopni wzmocnienia.

Obwody wejściowe zawierają 4 cewki indukcyjne nawinięte na korpusach izolacyjnych umieszczonych na ferrytowym rdzeniu walcowym. Przełącznik na rysunku jest ustawiony w pozycji fal średnich. Obwód strojony zawiera w tym przypadku elementy L_1, C_1, C_3. W pozycji fale długie obwód wejściowy składa się z połączonych szeregowo cewek L_1 i L_3 oraz kondensatorów C_1, C_3 i C_5. Tranzystor T_1 pracuje w układzie przemiany częstotliwości. Sygnał radiowy doprowadza się do bazy tranzystora T_1, a sygnał heterodyny do emitera. Sygnał pośr. cz. wydziela się w obwodzie L_7C_9. Tranzystory T_2, T_3 spełniają funkcję wzmacniacza pośr. cz.; D — detektor; T_4 — wzmacniacz wstępny m. cz.; T_5, T_6 — wzmacniacz mocy m. cz. Znamionowa moc wyjściowa wynosi około 80 mW przy zniekształceniach nieliniowych mniejszych niż 10%. Napięcie zasilania 6 V. Pobór prądu 5÷30 mA w zależności od siły dźwięku.

Na podstawie tego odbiornika podamy metodę lokalizowania i usuwania typowych uszkodzeń. Do sprawnego przebiegu tych prac są potrzebne niektóre przyrządy pomiarowe jak omomierz i woltomierz o oporze wewnętrznym przynajmniej 20 kΩ/V. Z części radiowych należy przygotować po kilka sprawnych kondensatorów i oporników o wartościach występujących w układzie oraz nowe źródło zasilania. Do napraw jest niezbędna lutownica elektryczna o mocy nie większej niż 80 W, narzędzia (pinceta, małe śrubokręty, szczypce płaskie, cęgi boczne itp.) oraz schemat ideowy odbiornika.

Rodzaje uszkodzeń są różne, ale ich objawy można sprowadzić do trzech zasadniczych: w ogóle brak odbioru; odbiór silnie zniekształcony; odbiór słabosłyszalny. Interwencję swą zawsze rozpoczynamy od pomiaru wartości napięcia źródła zasilania przy odbiorniku włączonym na stację lokalną. Jeżeli napięcie to jest mniejsze o ponad 1 V od wartości znamionowej, to źródło zasilania należy wymienić na nowe. Jeżeli teraz odbiór jest normalny, usterka została zlokalizowana i usunięta. W przeciwnym razie wyjmujemy źródło zasilania z odbiornika i mierzymy opór obwodu zasilania odbiornika, łącząc dodatni zacisk omomierza z dodatnim obwodu zasilania, a zacisk ujemny z ujemnym. Pomiar ten powinien wykazać opór około 2 kΩ. Jeżeli okaże się on dużo mniejszy, będzie to oznaczało, że w obwodzie zasilania jest zwarcie, np. przebity kondensator blokujący źródło lub uszkodzony tranzystor.

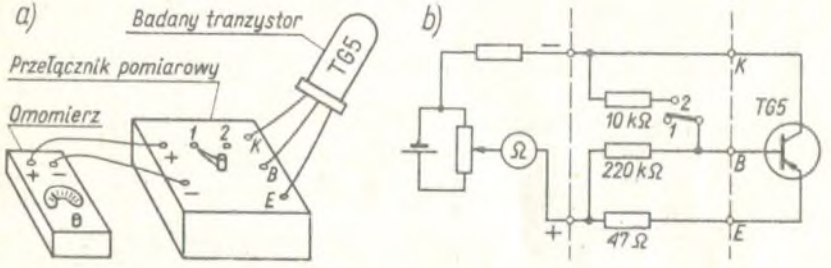
Odłączamy od obwodu zasilania jeden z tych elementów, np. kondensator elektrolityczny i ponawiamy pomiar oporu obwodu



Rys. 130. Schemat ideowy odbiornika *Koliber 2*

zasilania, zachowując te same połączenia zacisków omomierza. Jeżeli wskazania omomierza są bez zmiany, świadczy to, że jest uszkodzony tranzystor.

Do zbadania przydatności tranzystora stosujemy prosty, a jednocześnie praktyczny układ przedstawiony schematycznie na rysunku 131. Potrzebne do tego celu będą: zwykły omomierz, trzy oporniki i przełącznik. Ze względu na bezpieczeństwo tranzystorów maksymalne napięcie zasilania omomierza nie powinno przekraczać 4,5 V. Opór tranzystora mierzymy w pozycji *1* przełącz-



Rys. 131. Prosty układ do badania jakości działania tranzystorów: a) zestawienie elementów układu; b) schemat układu

nika i w pozycji *2*. Następnie zmieniamy biegunowość omomierza i ponawiamy pomiar. W tablicy 38 podano odczytaną podczas pomiaru wartość oporu dobrych tranzystorów.

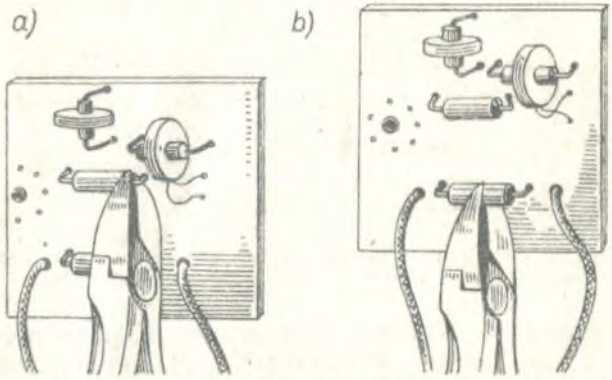
W razie stwierdzenia uszkodzenia tranzystora należy go wymienić na taki sam pełnowartościowy lub ewentualnie równo-

Tablica 38

WYNIKI POMIARÓW OPORU TRANZYSTORÓW RÓŻNYCH TYPÓW

Typ tranzystora	Opór odczytany na podziałce omomierza [kΩ]			
	Końcówka „minus" omomierza na kolektor		Końcówka „plus" omomierza na kolektor	
	pozycja *1*	pozycja *2*	pozycja *1*	pozycja *2*
OC 71	15	0,4	35	45
OC 72	15	0,5	70	100
OC 44	500	0,5	30	65
OC 45	100	0,5	30	65
OC 170	50	0,3	60	60
TG 5	30	0,45	15	20
TG 20	50	0,35	40	50
TG 40	50	0,5	60	70
TG 50	10	0,2	30	40

ważny. Wymiana przebitego kondensatora elektrolitycznego lub uszkodzonego opornika nie jest tak prosta jak w odbiorniku lampowym. Mamy tu bowiem do czynienia z elementami miniaturowymi o bardzo krótkich końcówkach oraz z obwodami drukowanymi. Uszkodzony kondensator lub opornik usuwamy z odbiornika w ten sposób, aby przewody doprowadzające go do ścieżek pozostały jak najdłuższe (rys. 132). Cęgami bocznymi odcinamy opornik tuż przy wyprowadzeniu z niego końcówek albo też — jeśli są one bardzo krótkie — przecinamy opornik w połowie jego długości. Pozostałe po wyciętym oporniku przewody czyścimy i zawijamy na nie końcówki dobrego opornika, a miejs-



Rys. 132. Sposób usuwania uszkodzonego opornika: a) w przypadku dłuższych jego końcówek; b) w przypadku krótkich końcówek

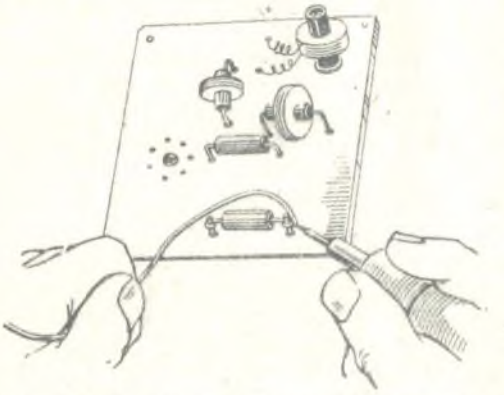
ce złączenia lutujemy miniaturową lutownicą elektryczną (rys. 133). Posługując się dużą lutownicą należy bardzo krótko nagrzewać miejsce lutowania stosując przy tym bocznik odprowadzający ciepło. Miniaturowe elementy są bowiem wrażliwe na przegrzanie i mogą zmienić swą wartość lub ulec zupełnemu zniszczeniu. Po wlutowaniu nowego opornika sprawdzamy, czy doprowadzenie jego końcówek do obwodów drukowanych pozostało nie zmienione.

Prześledzimy teraz czynności związane z usuwaniem uszkodzeń.

Odbiornik nieczynny — całkowity zanik odbioru. Wyjąć baterię i włączyć odbiornik. Zmierzyć opór obwodu zasilania. Jeżeli opór ten wynosi około 2 kΩ, świadczy to, że obwód zasilania jest dobry, a jeżeli mniej niż 1,5 kΩ, to należy sprawdzić doprowadzenia kondensatorów C_{32}, C_{21} i C_{20}, czy nie zwierają przypadkiem obwodu zasilania. Kondensatory te sprawdza się na zwarcie. W tym celu odłączamy jedną z ich końcówek od układu, a następnie omo-

mierzem mierzymy opór kondensatora zachowując zgodność polarności przyrządu i badanego kondensatora. Sprawny kondensator elektrolityczny o pojemności 100 μF powoduje nieznaczne wychylenie się wskazówki miernika w chwili włączania omomierza, a następnie jej powrót do pozycji wyjściowej. Uszkodzony kondensator wykazuje ciągle pewną wartość oporu. Nie spełnia on już funkcji kondensatora, lecz opornika.

Następnie mierzymy opór między kolektorami tranzystorów T_1 i T_2 a masą. Powinien on wynosić około 1,2 kΩ więcej niż opór pomiędzy zaciskami baterii. W przypadku gdy omomierz wskazuje nieskończoność, należy zbadać wyłącznik *W* obwodu zasilania odbiornika. W tym celu ustawiamy regulator siły dźwięku *P1* na maksimum i przyłączamy źródło zasilające. Jeżeli słychać przy tym trzaski lub szum, to wyłącznik jest dobry. Sprawdzenie zgrubne wzmacniacza m. cz. przeprowadza się zwierając bazę na krótką chwilę z masą. Trzaski słyszane w głośniku w chwili zwierania bazy wskazują, że wzmacniacz pracuje. Jeżeli trzasków nie słychać należy zmierzyć opór uzwojeń transformatora *Tr*; powinien on wynosić około 60 Ω dla uzwojeń o końcówkach *1-2* i *5-6* oraz około



Rys. 133. Sposób lutowania miejsca złączenia

220 Ω dla uzwojenia *3-4*. Następnie zbadać, czy nie ma przerwy w głośniku lub obwodzie jego doprowadzenia. Zmierzyć napięcia na elektrodach tranzystorów T_4-T_6. Powinny one być zgodne z podanymi na schemacie. Ewentualne odchyłki nie powinny przekraczać 10%. Zbadać kondensator C_{22} na zwarcie i przerwę. Próba na przerwę odbywa się przez równoległe przyłączenie drugiego takiego samego kondensatora, co do którego mamy pewność, że jest dobry. Dostrajamy odbiornik do stacji lokalnej. Jeśli odbiór jest poprawny, to kondensator C_{22} należy wymienić na nowy, gdyż jest on przyczyną usterki. Brak odbioru świadczy o tym, że kondensator

C_{22} jest sprawny. Uszkodzenia należy szukać w dalszej części odbiornika. Badamy omomierzem stopień detekcyjny. Najpierw sprawdzamy potencjometr. Opór pomiędzy skrajnymi wyprowadzeniami powinien wynosić około 10 kΩ lub 100 Ω, zależnie od sposobu połączenia końcówek omomierza. Większa wartość oporu występuje, gdy „+" omomierza połączymy z końcówką potencjometru połączoną z dławikiem i kondensatorem C_{25}. Następnie mierzymy opór dławika *Dł*; powinien wynosić około 2 Ω. Sprawdzamy diodę w kierunku przewodzenia i w kierunku wstecznym. Dioda jest elementem o nieliniowej charakterystyce prądowo-napięciowej. Dlatego wartość oporu diody w obu kierunkach może się znacznie różnić w zależności od typu omomierza i rodzaju źródła zasilania. Opór uzwojenia o końcówkach 4-5 trzeciego obwodu rezonansowego pośr. cz. powinien wynosić około 1 Ω.

Gdy odbiornik jest dostrojony do stacji lokalnej (odpowiednio ustawione pokrętło strojenia) i ma włączone zasilanie, to napięcie stałe na wyjściu diody powinno wynosić około 0,2 V. Jeżeli w ogóle brak napięcia, to do detektora nie dociera sygnał pośr. cz. Uszkodzenie więc musi znajdować się w stopniach poprzedzających. Jeśli napięcie na wyjściu diody ma większą wartość od podanej, może to świadczyć o samowzbudzeniu wzmacniacza pośr. cz. W tym przypadku napięcie to nie ulega prawie zmianie przy odstrajaniu odbiornika. Przyczyn samowzbudzenia może być kilka. Wówczas należy: zmierzyć wartość napięcia źródłą zasilania przy obciążeniu go opornikiem około 120 Ω; jeżeli napięcie wynosi mniej niż 5 V, należy wymienić źródło na nowe. Sprawdzić kondensatory C_{11}, C_{21} i C_{23} przyłączając równolegle do nich dobre o zbliżonych wartościach pojemności; zmierzyć wartości napięć na elektrodach tranzystorów T_1-T_3; powinny one być zgodne z podanymi na schemacie; sprawdzić oporniki układu przemiany i wzmacniacza pośr. cz. omomierzem; zmierzyć opór osłon ekranujących transformatory pośr. cz. do masy; powinien on wynosić 0 Ω, jeśli tak nie jest to brak połączenia ekranu z masą; sprawdzić, czy pracuje oscylator. W tym celu należy śrubokrętem zwierać na krótko do masy sekcję heterodyny kondensatora obrotowego. Trzaski w głośniku świadczą o pracy oscylatora. Jeżeli trzasków brak, należy sprawdzić cewkę oscylatora, cewki obwodów wejściowych i elementy *R, C* współpracujące z układem przemiany.

Brak odbioru audycji — na wyjściu odbiornika szum. Należy sprawdzić oscylator. W tym celu dostrajamy inny dobry odbiornik, np. lampowy, do jakiejkolwiek stacji pracującej w pasmie około 1065 kHz. Odbiornik uszkodzony dostrajamy do częstotliwości mniejszej o około 465 kHz. Jeżeli oscylator działa, to dobry odbiornik powinien odtwarzać gwizdy (interferencja sygnału o częstotliwości oscylatora badanego odbiornika z częstotliwością odbieranej stacji).

Jeżeli nie ma gwizdów, z pewnością nie pracuje oscylator. Wówczas: mierzymy napięcie na bazie tranzystora T_1; powinno ono wynosić około -1 V; mierzymy napięcie na emiterze tranzystora T_1; powinno ono być mniejsze od napięcia bazy o około 0,1 V; mierzymy napięcie na kondensatorze C_{10}; powinno ono wynosić około $-5{,}6$ V; jeśli któreś z napięć jest niewłaściwe, badamy, czy nie ma przerwy w cewce oscylatora lub uzwojeniu *1-2* pierwszego transformatora pośr. cz. Ustawić przełącznik w pozycji — fale długie. Zmierzyć opór cewek antenowych pomiędzy końcówkami: *1-4* powinien wynosić około 26 Ω, *5-8* około 1 Ω. Opór cewek oscylatora: *3-5* około 8 Ω, *1-2* około 1 Ω. Uzwojenie *1-2* transformatora pośr. cz. wynosi około 1 Ω.

Odbiór słaby albo bardzo zniekształcony. W tym przypadku należy: ustawić regulator siły dźwięku na maksimum głośności; zbadać kondensatory C_{22} i C_{24} przyłączając do ich zacisków równolegle takie same kondensatory; jeżeli dźwięk będzie prawidłowy, to usterka jest zlokalizowana.

W przypadku przeciwnym należy zmierzyć napięcia na elektrodach tranzystorów T_4-T_6. Prawidłowe wartości podano na schemacie; zmierzyć napięcie na przewodzie ARW; powinno ono wynosić około $+0{,}1$ V przy odbiorze stacji lokalnej i około $-0{,}1$ V przy odstrojeniu. Napięcie na emiterze tranzystora T_2 powinno być mniejsze około 0,1 V niż na przewodzie ARW. Jeżeli wyżej wymienione czynności nie doprowadzą do wykrycia uszkodzenia, należy sprawdzić zestrojenie odbiornika.

6. Strojenie i pomiary odbiorników tranzystorowych

Po dokonanej regulacji warunków pracy tranzystorów w odbiorniku przystępujemy do zestrojenia jego obwodów rezonansowych. Manipulacja ta powinna zapewnić dużą czułość i selektywność odbiornika. W systemie AM każda radiostacja emituje oprócz fali nośnej, również częstotliwości boczne, zajmując tym samym pewne pasmo częstotliwości w danym zakresie fal, maksymalnie ±10 kHz. Pasmo to jest dwa razy większe od największej częstotliwości modulującej. Odbiornik powinien wiernie odtworzyć całe to pasmo, w przeciwnym bowiem razie większe częstotliwości nie będą słyszane i odbiór audycji zostanie zniekształcony. Dlatego obwody wejściowe oraz pośr. cz. powinny przepuszczać pasmo częstotliwości szersze od odbieranych, a wzmacniacz m. cz. — górną częstotliwość graniczną większą od największej częstotliwości modulującej. Na przykład jako największą częstotliwość modulującą audycji reprezentującej wysoki poziom przyjmiemy częstotliwość 8 kHz. Dla wiernego jej odtworzenia obwody wejściowe i wzmacniacza pośr. cz. powinny przepuszczać pasmo co najmniej 16 kHz, a wzmacniacz m. cz. — 8 kHz. W odbiornikach przenośnych odtworzenie takiego pasma częstotliwości ogranicza miniaturowy głośnik, którego charakterystyka przenoszenia nie przekracza 3,5÷4 kHz. Wobec tego w praktyce stosuje się z konieczności szerokość pasma obwodów strojonych 7÷8 kHz. Im węższe będzie pasmo, tym większa będzie selektywność odbiornika, ale jednocześnie mniej wierne odtwarzanie audycji.

Wynika stąd, że obwody rezonansowe należy stroić nie tylko na częstotliwość pośrednią, ale również na wymaganą szerokość

pasma. W systemie FM szerokość pasma jest znacznie większa niż w systemie AM i wynosi maksymalnie ± 150 kHz.

Czynności związane ze strojeniem odbiorników o bezpośrednim wzmocnieniu są bardzo proste. Dotyczą one tylko obwodów wejściowych i ewentualnie obwodów wzmacniacza w. cz. Zestrojenie odbiornika superheterodynowego jest już bardziej skomplikowane, gdyż wymaga zachowania jednoczesnej współbieżności pracy obwodów wejściowych i heterodyny. Częstotliwości rezonansowe tych obwodów są inne, ale ich różnica musi być stała w całym pasmie, na każdym zakresie fal. Ponieważ częstotliwość pośrednia ma na wszystkich zakresach stałą wartość, przeto strojenie wzmacniacza pośr. cz. nie jest skomplikowane.

W odbiornikach ultrakrótkofalowych dodatkowymi stopniami wymagającymi zestrojenia są ogranicznik amplitudy i dyskryminator. Zestrojenie obwodów wejściowych i heterodyny w większości odbiorników odbywa się dwupunktowo. Jednym punktem zestrojenia jest początek zakresu, a drugim jego koniec. W punktach zestrojenia występuje idealna współbieżność obwodów wejściowych i heterodyny. W pobliżu tych punktów czułość odbiornika jest największa. W środku zakresu odbieranych fal współbieżność powinna powstawać automatycznie, jeżeli oczywiście obie sekcje kondensatora nastawnego są współbieżne. W odbiornikach wyższej klasy stosuje się strojenie trzy- lub czteropunktowe w obrębie zakresu. Obwody rezonansowe są wówczas rozbudowane, a dodatkowe kondensatory — szeregowe i równoległe.

6.1. STROJENIE ODBIORNIKÓW O BEZPOŚREDNIM WZMOCNIENIU

Po uruchomieniu i sprawdzeniu poprawności działania wzmacniacza m.cz., przystępujemy do strojenia stopnia w.cz. W tym celu wyjście generatora sygnałowego przyłączamy poprzez kondensator o pojemności 5÷10 nF, między bazę a masę stopnia wzmacniacza w. cz., który pracuje dla stopnia detektora. Równolegle do cewki głośnika przyłączamy woltomierz na prąd zmienny. Regulator siły dźwięku ustawiamy na maksimum i odłączamy ARW. Jeżeli stopień, który chcemy stroić, jest wzmacniaczem w. cz., sprawdzamy tylko, czy przenosi on pasmo częstotliwości zakresu, na jaki został zaprojektowany. Włączamy źródło zasilania odbiornika i generatora. Generator ustawiamy na częstotliwość środkową zakresu z modulacją o głębokości 30% tonem 1 000 Hz. Poziom sygnału wyjściowego z generatora dobieramy tak, aby na wyjściu wzmacniacza uzyskać znamionową moc wyjściową. Wartość napięcia m. cz., którą wówczas powinien wskazywać woltomierz, obliczamy ze wzoru

$$U = \sqrt{PZ}$$

w którym:

U — wartość napięcia m. cz. [V];
P — znamionowa moc wyjściowa [W];
Z — opór cewki głośnika [Ω].

Z kolei utrzymując stałą wartość napięcia wyjściowego generatora sygnałowego ustawiamy częstotliwość punktów zestrojenia na zakresie fal długich 160 i 280 kHz, na zakresie fal średnich 600 i 1 400 kHz oraz na zakresie fal średnich 6 i 21 MHz. Dla wybranych częstotliwości punktów zestrojenia odczytujemy wartość napięcia m. cz. na wyjściu odbiornika. Jeżeli wartość ta maleje w porównaniu z wartością przy częstotliwości środkowej oznacza to zmniejszenie wzmocnienia, a jeżeli wzrasta — zwiększenie wzmocnienia.

Charakterystykę przenoszenia takiego wzmacniacza można korygować przez dobór wartości pojemności kondensatora sprzęgającego i odpowiedniego tranzystora.

Jeżeli stopień wzmacniacza w. cz. zaprojektowano w układzie z obciążeniem dławikowym lub transformatorowym, to stroimy go przy częstotliwości środkowej i sprawdzamy pasmo przenoszenia w skrajnych punktach zestrojenia danego zakresu. Cewka dławika lub uzwojenia kolektorowego transformatora w. cz. wraz z kondensatorem pojemności własnej i pojemności montażu stanowią obwód rezonansowy. W zakresie fal długich i średnich wartości tych pojemności mogą być za małe. Wówczas równolegle do dławika lub uzwojenia kolektorowego transformatora w. cz. należy przyłączyć dodatkowe kondensatory. Dokładną wartość pojemności tych kondensatorów dobieramy w czasie strojenia wzmacniacza w.cz. Jeżeli szerokość pasma wzmacniacza jest zbyt mała, równolegle do dławika lub uzwojenia kolektorowego transformatora należy przyłączyć opornik 10÷100 kΩ.

Jeżeli wzmacniacz w. cz. jest przestrajany w zakresie częstotliwości współbieżnie, to stroimy go w dwu punktach. Przy dolnej częstotliwości zakresu stroimy przez zmianę indukcyjności, przy górnej — przez zmianę pojemności obwodu rezonansowego. O zestrojeniu świadczy maksymalne wychylenie wskazówki woltomierza.

Z kolei wyjście generatora sygnałowego przenosimy na wejście odbiornika. Przez kondensator 5÷10 nF sygnał wprowadzamy na bazę tranzystora pierwszego stopnia wzmacniacza w. cz. Można też stosując dodatkową cewkę sprzęgającą, wprowadzić go do obwodu anteny. Cewka taka ma kilka zwojów. Umieszczamy ją wprost na pręcie ferrytowym lub w pobliżu niego. Przebieg strojenia pierwszego stopnia wzmacniacza w.cz i obwodu wejściowego jest taki sam jak drugiego.

Jeżeli przy częstotliwościach punktów zestrojenia nie możemy uzyskać rezonansu, to trzeba określić za pomocą generatora częstotliwość rzeczywistą rezonansu własnego. W razie stwierdzenia częstotliwości rezonansu własnego większej lub mniejszej od częstotliwości punktów zestrojenia, należy w znany już sposób odpowiednio skorygować liczbę zwojów cewki i wartość pojemności kondensatora obwodu.

Współbieżność obwodów strojonych wzmacniacza w. cz. przy innych częstotliwościach zakresu niż punkty zestrojenia sprawdzamy w następujący sposób.

Do wejścia odbiornika doprowadzamy z generatora sygnał np. o częstotliwości środkowej z modulacją 30% tonem 1 000 Hz. Dostrajamy odbiornik do tej częstotliwości za pomocą wspólnego podzespołu strojeniowego. Poziom sygnału dobieramy tak, aby na wyjściu odbiornika uzyskać moc znamionową. Do korpusu cewek obwodów strojonych wprowadzamy kolejno rdzeń ferrytowy i mosiężny. Jeżeli odbiornik jest zestrojony poprawnie i współbieżność obwodów dobra, to przy każdym usunięciu rdzenia stwierdzimy zmniejszanie się wartości napięcia wskazywanego przez woltomierz. Ewentualny wzrost napięcia wyjściowego świadczy o tym, że badany obwód nie zachowuje współbieżności. Gdy wzrost napięcia następował przy wkładaniu rdzenia miedzianego, wówczas wartość indukcyjności lub pojemności obwodu była za duża, a gdy następował on przy wkładaniu rdzenia ferrytowego, wówczas wartość ta była za mała. Po skorygowaniu wartości elementów *LC* obwodu zestrojenie na częstotliwościach punktów skrajnych należy powtórzyć.

6.2. STROJENIE ODBIORNIKÓW SUPERHETERODYNOWYCH

Po zakończeniu montażu, sprawdzeniu poprawności połączeń i prawidłowości pracy wzmacniacza m. cz. rozpoczynamy strojenie odbiornika superheterodynowego. Poprawne strojenie powinno przebiegać w dwu fazach. Przed wmontowaniem odbiornika do obudowy przeprowadzamy strojenie wstępne, a następnie po wmontowaniu, strojenie ostateczne.

W czasie strojenia wstępnego sprawdzamy prawidłowość pracy wzmacniaczy pośr. cz., oscylatora oraz obwodu antenowego. W przypadku stwierdzenia jakichkolwiek usterek należy starannie je usunąć. W strojeniu ostatecznym staramy się polepszyć uzyskane już wyniki, ponieważ wskutek zbliżenia elementów strojonych do metalowych części i magnesu głośnika radioodbiornik rozstraja się. Strojenie ostateczne powtarzamy kilkakrotnie w celu uzyskania precyzji zestrojenia. Zapewni to uzyskanie dużej czułości i selektywności.

Do strojenia niezbędny jest generator sygnałowy oraz woltomierz lampowy lub uniwersalny. Woltomierz przyłączamy wprost do zacisków cewki drgającej głośnika, zaś wyjście generatora zamykamy kilkuzwojową cewką, umieszczając ją w pobliżu anteny ferrytowej; można też przyłączyć wyjście generatora do bazy tranzystora stopnia mieszacza poprzez kondensator o pojemności ok. 6,8 nF. Poziom napięcia wyjściowego z generatora dobieramy tak, aby na wyjściu odbiornika uzyskać znamionową moc wyjściową przy ustawieniu regulatora siły dźwięku na maksimum.

Na wstępie stroimy wzmacniacz pośr. cz. kolejno stopień po stopniu, poczynając od filtru pracującego przed detektorem. Po ustawieniu generatora sygnałowego na częstotliwość pośrednią 465 kHz (lub inną, na którą odbiornik został zaprojektowany) modulowaną tonem 1 000 Hz do głębokości 30%, wkręcamy lub wykręcamy rdzenie w filtrach pośr.cz. tak, aby uzyskać maksymalne wskazania woltomierza. Po ostatecznym zestrojeniu rdzenie w filtrach pośr. cz. zalewamy cerezyną.

W następnej kolejności stroimy obwód oscylatora dla zakresu fal średnich na częstotliwości 520 i 1 605 kHz. W tym celu ustawiamy kondensator obrotowy odbiornika w położenie maksymalnej pojemności, częstotliwość generatora na 520 kHz i pokręcamy rdzeniem ferrytowym w cewce oscylatora tak, aby uzyskać maksymalne wskazanie woltomierza.

W drugim punkcie zestrojenia oscylatora ustawiamy kondensator obrotowy w położenie minimalnej pojemności, zaś częstotliwość generatora na 1 605 kHz i pokręcamy wkrętem trymera oscylatora tak, aby uzyskać maksymalne wskazanie woltomierza. W czasie kolejnego strojenia napięcie wyjściowe generatora sygnałowego odpowiednio zmniejszamy utrzymując stałą moc wyjściową.

W końcu przystępujemy do strojenia obwodu antenowego. Wyjście generatora zamykamy kilkuzwojową cewką, którą umieszczamy na pręcie anteny ferrytowej lub w jej pobliżu. Częstotliwość generatora nastawiamy na 600 kHz i do niej dostrajamy odbiornik za pomocą kondensatora obrotowego. Cewkę antenową przesuwamy wzdłuż pręta ferrytowego anteny w położenie, przy którym następuje maksymalne wskazanie woltomierza. Jeżeli takiego punktu nie można znaleźć, należy dowinąć lub odwinąć pewną liczbę zwojów cewki antenowej.

Z kolei nastawiamy częstotliwość generatora na 1 400 kHz i po dostrojeniu się do tej częstotliwości za pomocą kondensatora nastawnego pokręcamy wkrętem trymera obwodu antenowego aż do maksymalnego wychylenia się wskazówki woltomierza. Jeżeli w odbiorniku są oddzielne cewki obwodu antenowego i oscylatora dla fal długich, czynności strojenia tych obwodów przebiegają tak samo jak dla zakresu fal średnich. Często-

tliwości punktów zestrojenia wynoszą 160 i 280 kHz. Jeżeli jednak zakres fal długich uzyskuje się przez zmniejszenie częstotliwości rezonansowych obwodu antenowego i oscylatora za pomocą dodatkowych równoległych kondensatorów (jak np. w odbiorniku *Eltra*), to obwodu antenowego i oscylatora na zakresie fal długich nie stroi się; sprawdza się tylko pokrycie zakresu i w przypadku rozbieżności dobiera odpowiednio wartość pojemności kondensatora zmniejszającego częstotliwość obwodu oscylatora. W przypadku trudności z uzyskaniem dużej czułości na całym zakresie długofalowym należy dobrać odpowiednią pojemność kondensatora zmniejszającego częstotliwość obwodu antenowego.

Radioamatorzy nie mający generatora sygnałowego mogą przystosować do tego celu własny odbiornik radiowy albo wykonać prosty generator tranzystorowy na częstotliwość punktów zestrojenia i wycechować go za pomocą odbiornika radiowego. W ostateczności, w braku tych przyrządów wytrawni radioamatorzy potrafią zestroić odbiornik po prostu na słuch. Nie jest to na ogół zestrojenie optymalne, ale w wielu przypadkach wystarczające.

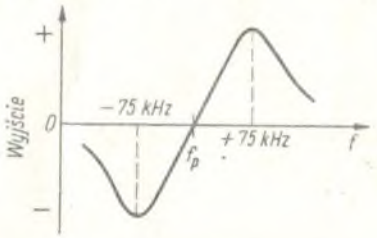
Analogicznie przebiega manipulacja strojenia odbiornika w zakresie fal krótkich. Jeżeli zakres ten jest podzielony na dwa podzakresy, to częstotliwości punktów zestrojenia wynoszą 6 i 9,5 MHz na pierwszym oraz 11,8 i 21 MHz na drugim podzakresie.

Zestrojenie odbiornika FM rozpoczynamy od wzmacniacza pośr. cz. Do wejścia stopnia przemiany doprowadzamy sygnał o częstotliwości 10,7 MHz z generatora AM poprzez kondensator o pojemności około 100 pF. Przez przerwanie obwodu cewki unieruchamiamy heterodynę, odłączamy obwód wejściowy, a do wyjścia wzmacniacza pośr. cz. przyłączamy woltomierz. Zestrajanie rozpoczynamy od ostatniego stopnia wzmacniacza pośr. cz. Ponieważ ze względu na szerokie pasmo przenoszenia obwody pośr. cz. są sprzężone ponadkrytycznie, przeto nie strojony w danej chwili obwód sprzężony obciąża się szeregowym układem tłumiącym *RC*, w którym $R=1\,k\Omega$, $C=1\,nF$. Przy wprowadzaniu układu tłumiącego należy stosować krótkie połączenia. Poszczególne obwody tak dostrajamy, aby uzyskać maksymalne wskazania woltomierza.

Następnie przystępujemy do zestrajania demodulatora FM. W zależności od stopnia wyposażenia w przyrządy pomiarowe możemy stosować różne metody zestrojenia. Jedną z prostszych metod jest strojenie demodulatora FM za pomocą generatora AM. Sygnał modulowany o częstotliwości 10,7 MHz doprowadzamy do wejścia ostatniego stopnia wzmacniacza pośr. cz., a do wyjścia odbiornika przyłączamy woltomierz. Rdzeniem cewki lub try-

merem dostrajamy wtórny obwód demodulatora do rezonansu. Wskaźnikiem dostrojenia będzie silne zmniejszenie poziomu sygnału wyjściowego. Strojąc w dalszym ciągu w obie strony od punktu rezonansowego stwierdzimy, że poziom napięcia wyjściowego wyraźnie wzrasta. Przy minimalnej wartości napięcia wyjściowego m. cz. przerywamy strojenie obwodu wtórnego i przystępujemy do strojenia obwodu pierwotnego. Poziom sygnału wyjściowego z generatora zwiększamy dopóty, dopóki miernik na wyjściu nie zacznie wskazywać napięcie m. cz., po czym obwód pierwotny stroimy na minimalne wskazanie i powtarzamy tę manipulację kilkakrotnie do chwili uzyskania wymaganego zestrojenia obwodów.

Inna metoda polega na zmianie częstotliwości w górę i w dół od wartości pośredniej częstotliwości i strojeniu obwodów tak, aby uzyskać jednakową odległość i poziom napięcia wyjściowego



Rys. 134. Charakterystyka demodulacji detektora FM

w wierzchołkach krzywej przenoszenia (rys. 134). W takim przypadku położenie rdzenia cewki lub trymera obwodu pierwotnego jest prawidłowe. Końcowe zestrojenie na minimum poziomu małej częstotliwości wykonujemy rdzeniem cewki lub trymerem obwodu wtórnego zasilającego demodulator.

Strojenie heterodyny polega na dobraniu pojemności trymera w tym obwodzie tak, aby podziałka skali zgadzała się ze wskazaniami generatora sygnałowego lub długością fali nośnej lokalnej stacji FM. Jeżeli strojenie trymera nie daje żądanego rezultatu, należy zmienić indukcyjność obwodu przez ścieśnianie lub rozciąganie zwojów cewki. Wskaźnikiem poprawnego zestrojenia będzie uzyskanie maksymalnego napięcia w obwodzie strojonym ostatniego wzmacniacza pośr.cz.

Strojenie obwodu wejściowego dokonuje się za pomocą cewki lub trymera dla tej samej częstotliwości co częstotliwość heterodyny. Jeżeli napięcie doprowadzane z generatora sygnałowego jest modulowane, to wskaźnikiem dostrojenia może być woltomierz przyłączony do wyjścia odbiornika. Gdy sygnał nie jest modulowany, wskaźnikiem może być woltomierz w. cz. lub mikroamperomierz przyłączony do wyjścia demodulatora.

Tablica 39

ZAKRES CZĘSTOTLIWOŚCI NIEKTÓRYCH LOKALNYCH RADIOSTACJI ULTRAKRÓTKOFALOWYCH

Nazwa radiostacji	Częstotliwość [MHz]	Moc promieniowana [kW]
Bydgoszcz	68,69	30
Gdańsk	70,31	40
Katowice	68,33	15
Kraków	68,75	120
Łódź	68,51	80
Poznań	69,74	40
Szczecin	68,78	75
Warszawa	69,20	100
Wrocław	70,67	120

Strojenie za pomocą generatora ultrakrótkofalowego (opisanego w p. 3.14) przeprowadzamy następująco. Wyjście generatora przyłączamy wprost do gniazda antenowego odbiornika, a woltomierz — do jego wyjścia. Wcześniej, w sposób już wyżej opisany, powinny być zestrojone obwody pośr. cz. Obwód heterodyny, wzmacniacza w. cz. i wejściowy stroimy za pomocą trymerów na częstotliwość wybranej radiostacji. Wskaźnikiem dostrajania tych obwodów do rezonansu jest maksymalny wzrost napięcia na wyjściu odbiornika. Ponieważ jednak użyty tu generator sygnałowy projektowano na zakres częstotliwości większy od przydzielonego stacjom naszej radiofonii, przeto należy ją zmniejszyć. Częstotliwość generatora 50÷80 MHz uzyskamy, gdy minimalna i maksymalna wartość pojemności kondensatora C_3 będzie wynosiła około 10 i 50 pF.

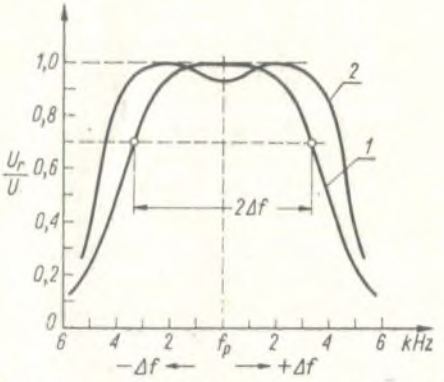
Dla orientacji w tablicy 39 podano zakresy częstotliwości niektórych lokalnych radiostacji utlrakrótkofalowych. Na mocy międzynarodowych uzgodnień krajowa radiofonia ultrakrótkofalowa dysponuje zakresem częstotliwości 66÷73 MHz. Radiostacje pracujące obecnie na częstotliwościach nie objętych tym zakresem będą przechodziły w najbliższym czasie na przydzielone im częstotliwości.

6.3. PASMO PRZENOSZENIA

Zestrajania wzmacniacza pośr. cz. nie można uznać za zakończone dopóty, dopóki nie uzyskamy wymaganego kształtu krzywej rezonansu. Dlatego po zestrojeniu obwodów wykonujemy pomiary, by na ich podstawie móc narysować krzywą rezonansu wzmacniacza pośr. cz. i określić jego pasmo przenoszenia. Można

tymi pomiarami objąć również obwody wejściowe i uzyskać wypadkową krzywą rezonansu stopni w. cz. odbiornika, ale ograniczamy się tylko do wzmacniacza pośr. cz., bowiem głównie jego krzywa rezonansu decyduje o selektywności odbiornika.

Przystępując do pomiarów przyłączamy generator sygnałowy poprzez kondensator o pojemności 6,8 nF do bazy tranzystora w stopniu mieszacza, a woltomierz na prąd zmienny do wyjścia odbiornika. Włączamy odbiornik i generator. Generator nastawiamy na częstotliwość pośrednią i tak dobieramy poziom napięcia wyjściowego, aby na wyjściu odbiornika uzyskać moc znamionową. W celu wyeliminowania wpływu ARW podczas pomiarów utrzymujemy stałą wartość mocy wyjściowej. Pomiary wykonujemy dla częstotliwości pośredniej i jej odchyleń w obie



Rys. 135. Krzywe rezonansu wzmacniacza pośr. cz.
1 — pojedyncze obwody strojone lub podwójne o słabym sprzężeniu; *2* — podwójne obwody rezonansowe sprzężone ponadkrytycznie

strony co 1 kHz. Wartość napięć wyjściowych z generatora przy odstrojeniu zwiększamy tak, aby moc wyjściowa odbiornika nie uległa zmianie. Notujemy odczytane z podziałki pokrętła dzielnika napięć wyjściowych generatora wartości napięcia dla częstotliwości pośredniej i kolejnych odstrojeń oraz wartości częstotliwości, przy której zostały one zmierzone. Jeżeli na osi poziomej wypiszemy częstotliwości odstrojeń, a na pionowej wartości stosunku U_r/U, to otrzymamy krzywą rezonansu (rys. 135). Pasmo przenoszenia wzmacniacza $2\Delta f$ wyznaczają punkty na krzywej rezonansu po obu stronach częstotliwości pośredniej f_p dla poziomu $U_r/U=0{,}5$. Poziom ten oznacza zmniejszenie wzmocnienia o 6 dB w stosunku do wzmocnienia przy f_p. Spotyka się również określanie szerokości pasma na poziomie 3 dB, tj. przy $U_r/U=0{,}707$.

Odbiorniki pierwszej klasy powinny przenosić pasmo 7÷÷14 kHz, drugiej klasy 8÷12 kHz i trzeciej klasy 10 kHz. Wgłębienie między grzbietami rezonansu, zwane również nierównomiernością płaskiej części krzywej przenoszenia, nie może przekraczać poziomu $U_r/U = 0{,}707$, w przeciwnym bowiem razie sprzężenie między strojonymi obwodami pośr.cz. będzie dużo większe od krytycznego.

Wielkość sprzężenia w filtrach pasmowych regulujemy przez zmianę odległości między cewkami. Jeśli odległość ta ulega zwiększeniu, to sprzężenie maleje. Krzywa rezonansu dwugrzbietowa przybiera kształt jednogrzbietowej i odwrotnie. Zmieniając odległość między cewkami filtrów pośr.cz. można otrzymać wymagany kształt krzywej przenoszenia i wymaganą szerokość pasma.

Na szerokość pasma przenoszenia wpływa także dobroć obwodów. Im większa jest dobroć, tym węższe jest pasmo. W celu poszerzenia pasma przenoszenia można zmniejszyć dobroć obwodu bocznikując cewki opornikami.

Z krzywej przenoszenia wzmacniacza pośr.cz. możemy odczytać wielkość tłumienia sygnałów sąsiednich radiostacji. Będzie nią odwrotność wartości U_r/U punktów krzywej dla odstrojenia od częstotliwości pośredniej o ± 10 kHz, przy czym otrzymaną liczbę wyrażamy w decybelach. Dla odbiornika pierwszej klasy powinna ona być nie mniejsza niż 50 dB (tłumienie około 600 razy), drugiej klasy — nie mniejsza niż 30 dB (tłumienie około 30 razy) i trzeciej klasy — 26 dB (tłumienie około 20 razy).

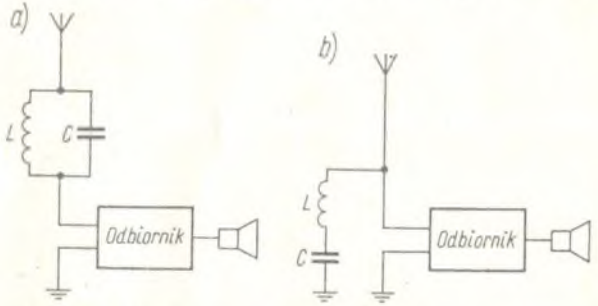
Jeżeli krzywa rezonansu wzmacniacza pośr.cz. jest niesymetryczna, to albo zestrojenie obwodów jest nieprawidiowe (niejednakowa dobroć obwodów), albo występuje samowzbudzenie wzmacniacza. Wprowadzamy wówczas do układu filtry odsprzęgające *RC* w obwodzie zasilania, polepszamy ekranowanie poszczególnych stopni i powtarzamy pomiar krzywej przenoszenia. Jeśli mimo to nie stwierdzimy poprawy symetrii, to wpływy sprzężenia zwrotnego nie wchodzą w rachubę. Poprawę symetrii można niekiedy uzyskać przez zamianę miejscami jednej z cewek filtru pośr.cz. Jeżeli przytoczone wskazówki nie okażą się skuteczne, do obwodu kolektora należy przyłączyć oporniki o wartości 100÷500 Ω.

6.4. STROJENIE FILTRU ANTENOWEGO (DYSKRYMINATORA POŚR. CZ.)

W obwodzie antenowym bardziej rozbudowanych odbiorników stosowane są równoległe lub szeregowe filtry *LC* strojone na częstotliwość pośrednią (rys. 136). Zadaniem ich jest niedopu-

szczanie do mieszacza sygnałów o częstotliwości zbliżonej do pośredniej. Przystępując do strojenia nastawiamy generator sygnałowy na częstotliwość pośrednią z modulacją 30% tonem 1 000 Hz i przyłączamy go przez sztuczną antenę do odbiornika (gniazdo antenowe oraz uziemienia). Anteną sztuczną w zakresie fal długich i średnich może być kondensator o pojemności 200 pF, a w zakresie fal krótkich opornik masowy 300 Ω. Obwód stroimy rdżeniem cewki na minimum wskazań woltomierza przyłączonego do wyjścia odbiornika. Aby określić skuteczność działania takiego filtru, dokonujemy pomiaru czułości odbiornika na częstotliwości pośredniej — z filtrem i bez niego.

Stosunek czułości odbiornika na częstotliwości pośredniej do czułości na poszczególnych zakresach nazywa się tłumieniem



Rys. 136. Filtry antenowe: a) równoległy; b) szeregowy

sygnału pośr.cz. i wyraża się w decybelach. Odbiornik pierwszej klasy powinien wykazywać tłumienie sygnałów pośr.cz. powyżej 40 dB (100 razy), odbiornik drugiej klasy — powyżej 34 dB (około 50 razy), a odbiornik trzeciej klasy — powyżej 20 dB (10 razy).

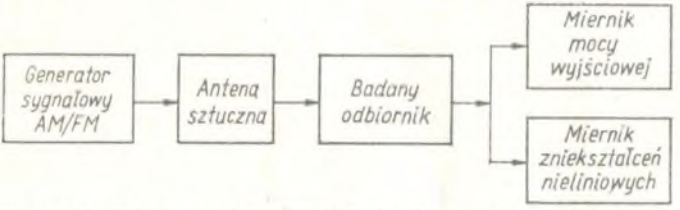
Filtry antenowe powinny mieć dużą dobroć. Obwód filtru dla fal długich ma charakter indukcyjny, a dla średnich i krótkich — pojemnościowy. Dlatego w przypadku filtrów wykonanych w postaci obwodu równoległego należy dobierać małą indukcyjność cewki, a większą pojemność kondensatora, natomiast w przypadku filtrów wykonanych w postaci obwodu szeregowego — odwrotnie.

6.5. PODSTAWOWE POMIARY ODBIORNIKÓW

Ujęte w p. 2 pomiary podstawowych parametrów dotyczyły poszczególnych elementów i podzespołów odbiornika tranzystorowego. Z kolei przedstawimy metody pomiaru odbiornika jako całości.

Głównymi parametrami technicznymi odbiornika są: największa moc użyteczna, jaką odbiornik może oddać do głośnika, czułość oraz selektywność. Pomiaru tych parametrów dokonuje się za pomocą generatora sygnałowego AM/FM, miernika mocy wyjściowej oraz miernika zniekształceń nieliniowych. Wymienione przyrządy rzadko są w posiadaniu radioamatora. Można jednak skorzystać z nich w miejscowych radioklubach (LOK, PZK) lub warsztatach serwisowych i wówczas podane tu informacje będą niewątpliwie pomocne.

Układ pomiarowy przedstawiono na rysunku 137. Specjalny miernik mocy wyjściowej przyłączamy zamiast głośnika, usta-



Rys. 137. Schemat blokowy układu do pomiaru odbiorników

wiając jego opór wejściowy na wartość równą oporowi cewki głośnika, a zakres mocy tak, aby uniknąć przeciążenia miernika. Z braku takiego miernika moc wyjściową możemy mierzyć pośrednio za pomocą woltomierza na prąd zmienny. W tym przypadku zastępujemy głośnik oporem rzeczywistym, do którego równolegle przyłączamy woltomierz. Moc obliczamy ze znanego wzoru

$$P = \frac{U^2}{R}$$

Miernik zniekształceń nieliniowych umożliwia pomiar współczynnika zawartości harmonicznych (współczynnika chrypienia) na wyjściu odbiornika. Znając jego wartość można się zorientować, jaka jest różnica między sygnałem wejściowym a sygnałem wyjściowym odbiornika. Przyrząd ten jest nieodzowny przy pomiarze największej mocy użytecznej, a w razie jego braku wartość współczynnika chrypienia trzeba oceniać w przybliżeniu za pomocą słuchu. Przy wartości współczynnika 10% zniekształcenia nieliniowe są wyraźnie odczuwalne (słyszalne).

Zastosowanie sztucznej anteny ma na celu odtwarzanie przeciętnych, rzeczywistych warunków pracy obwodu wejściowego, jakie normalnie zapewnia antena zewnętrzna.

Napięcie wyjściowe generatora sygnałowego jest znane i regulowane w sposób ciągły od kilku mikrowoltów do około 2 V. Częstotliwość napięcia wyjściowego jest również regulowana,

przy czym zakres jej powinien być możliwie duży — od 100 kHz do 30 MHz. Napięcie wyjściowe powinno być sinusoidalnie zmienne z minimalną zawartością zniekształceń nieliniowych. Generator umożliwia modulację napięcia wyjściowego tonem o częstotliwości 400 lub 1 000 Hz. Głębokość modulacji odczytuje się na odpowiednim mierniku.

Do generatora sygnałowego można przyłączyć również zewnętrzne źródło modulacji i w ten sposób dokonywać pomiaru odbiornika przy różnych częstotliwościach modulujących w całym pasmie akustycznym. W tym przypadku możliwy jest pomiar zniekształceń liniowych odbiornika, tj. przebiegu charakterystyki wzmocnienia odbiornika dla różnych częstotliwości modulujących.

Generator FM powinien mieć następujące dane techniczne: zakresy częstotliwości 10÷12 MHz i 65÷100 MHz; napięcie wyjściowe 1 μV÷100 mV; opór wyjściowy 50 Ω; modulacja od 0 do ± 75 kHz tonem 1 000 Hz.

6.5.1. POMIAR MOCY WYJŚCIOWEJ

Moc wyjściowa tranzystorowych odbiorników przenośnych jest niewielka; na ogół nie przekracza 0,5 W. W praktyce nie wykorzystujemy maksymalnej mocy wyjściowej, lecz ograniczamy się do wartości największej mocy użytecznej. Jest to taka moc wyjściowa, przy której zniekształcenia nieliniowe nie przekraczają 10%.

Układ do pomiaru największej mocy użytecznej odbiornika przedstawiono na rysunku 137. Z generatora sygnałowego doprowadzamy do wejścia odbiornika napięcie w.cz. modulowane tonem 1 000 Hz do głębokości 80%. Odbiornik dostrajamy do tej częstotliwości i zwiększamy napięcie generatora dopóty, dopóki miernik zniekształceń nie wskaże wartości 10%. W tych warunkach dokonujemy pomiaru największej mocy użytecznej odbiornika. Aby uzyskać dużą jej wartość, należy starannie dobrać warunki pracy tranzystorów stopnia końcowego i wzmacniacza wstępnego m.cz. Stopnie te — ze względu na pracę dużymi sygnałami — wprowadzają najwięcej zniekształceń.

6.5.2. POMIAR CZUŁOŚCI

Czułością odbiornika na danej częstotliwości jest wartość napięcia modulowanego tonem 1 000 Hz do głębokości 30% na wyjściu generatora sygnałowego, przy którym napięcie na wyjściu odbiornika wynosi 30% wartości odpowiadającej największej mocy użytecznej. Układ do pomiaru czułości odbiornika przedstawiono na rysunku 137.

W przypadku odbiornika z anteną ferrytową sygnał z generatora w.cz. doprowadzamy do bazy mieszacza i określamy czułość odbiornika dla tego punktu.

Inna metoda polega na wytworzeniu wokół anteny ferrytowej pola elektromagnetycznego o znanym natężeniu za pomocą generatora ze specjalną anteną pomiarową. W czasie trwania pomiaru odbiornik powinien być dostrojony do częstotliwości generatora, a regulator siły dźwięku ustawiony w położeniu największego wzmocnienia. Tak postępujemy wówczas, gdy napięcie szumów własnych na wyjściu odbiornika przy nie wyłączonej modulacji generatora jest około 10 razy mniejsze od przyjętej użytecznej wartości napięcia. W przeciwnym razie wzmocnienie odbiornika zmniejszamy tak, aby powyższy warunek został spełniony.

Pomiar czułości przeprowadzamy dla kilku częstotliwości generatora w całym pasmie na każdym zakresie odbiornika. Z otrzymanych wyników jako czułość w danym zakresie podajemy największą wartość napięcia wyjściowego generatora. Typowe wartości czułości tranzystorowego odbiornika superheterodynowego przy mocy wyjściowej 50 mW wynoszą dla fal długich i średnich 150 μV, dla fal krótkich 200 mV i dla ultrakrótkich 20 mV. Czułość w przypadku anteny ferrytowej dla fal długich wynosi do 2 mV/m, a dla fal średnich do 1 mV/m. Podane wartości odnoszą się do stosunku napięć sygnał/szum na wyjściu odbiornika, równego 10, i są bardzo zbliżone do uzyskiwanych w odbiornikach lampowych.

6.5.3. POMIAR SELEKTYWNOŚCI

Selektywność jest wielkością, która określa zdolność odbiornika do wydzielania sygnałów dochodzących do anteny odbiorczej. Żądanym sygnałem jest ten, na który odbiornik nastrajamy. Im słabiej słychać postronną stację, tym większa jest selektywność odbiornika.

Liczbowo określamy selektywność stosunkiem dwu napięć w.cz., które doprowadzamy do gniazda antenowego. Napięcia te odpowiadają stałej wartości mocy na wyjściu przy dostrojeniu i odstrojeniu odbiornika o ± 9 kHz w stosunku do częstotliwości sygnałów generatora. Czułość i selektywność odbiorników tranzystorowych są również mierzone dla mocy wyjściowych 5 i 50 mW.

Układ do pomiaru selektywności odbiornika przedstawiono na rysunku 137. Pomiar selektywności odbywa się w następujący sposób. Z generatora doprowadzamy na wejście odbiornika sygnał o częstotliwości, przy której chcemy dokonać pomiaru. Głębokość modulacji ustawiamy na 30% tonem 1 000 Hz. Od-

biornik dostrajamy do tej częstotliwości i tak dobieramy wartość napięcia generatora U_r, aby na wyjściu uzyskać żądaną moc wyjściową. Następnie przestrajamy generator o ± 9 kHz i zwiększamy jego napięcie do wartości U, przy której uzyskamy tę samą moc wyjściową. Stosunek napięć U/U_r wyrażony w decybelach (20 lg U/U_r), jest miarą selektywności odbiornika. Nosi on nazwę *selektancji* i jest oznaczany literą S_9. Na czas pomiaru należy wyłączyć ARW, zastępując ją odpowiedniej wartości napięciem stałym. Pomiar selektywności powyższą metodą jest obarczony błędem, gdyż nie uwzględnia efektu modulacji skrośnej.

Bardziej właściwa jest metoda pomiaru selektywności za pomocą dwóch sygnałów doprowadzonych do wejścia odbiornika. Jeden z generatorów dostarcza napięcie o częstotliwości, na jaką jest nastrojony odbiornik. Mierzymy wartość napięcia U_r i wyłączamy modulację, pozostawiając jednak napięcie w.cz., które pozoruje falę nośną. Drugi generator nastawiamy na częstotliwość raz większą, raz mniejszą o ± 9 kHz. Dostarcza on napięcie modulowane do głębokości 30% tonem 1 000 Hz, które pozoruje radiostację przeszkadzającą. Napięcie wyjściowe zwiększamy do wartości U, przy której uzyskamy taką samą moc wyjściową jak w przypadku pierwszego generatora. Podobnie jak w metodzie opartej na użyciu jednego generatora, stosunek napięć U/U_r wyrażony w decybelach jest miarą selektywności odbiornika dla danej częstotliwości pomiarowej.

7. Montaż mechaniczny i elektryczny

Każdy radioodbiornik można zmontować na podstawie wybranego schematu ideowego w różny sposób, zarówno pod względem samego wyglądu zewnętrznego, jak i rozmieszczenia poszczególnych elementów w jego obudowie. Nie oznacza to jednak, że rodzaj obudowy, a tym bardziej sposób wzajemnego usytuowania elementów odbiornika oraz ich jakość pozostają bez wpływu na jakość odtwarzania. Radioamator powinien wiedzieć, jakie sposoby rozmieszczenia elementów na płytce montażowej są najkorzystniejsze oraz znać technikę montażu mechanicznego i elektrycznego, bowiem związane z tym prawidła rzutują potem na jakość pracy odbiornika.

Trwałość i pewność połączeń mechanicznych są niezbędne, zwłaszcza gdy uwzględnimy, że odbiorniki tranzystorowe są przeważnie odbiornikami przenośnymi, podlegającymi częstym wstrząsom i mimowolnym uderzeniom. W związku z tym potrzebna jest również znajomość obróbki materiałów i wykonywanie niektórych detali we własnym zakresie, a więc znajomość techniki montażu.

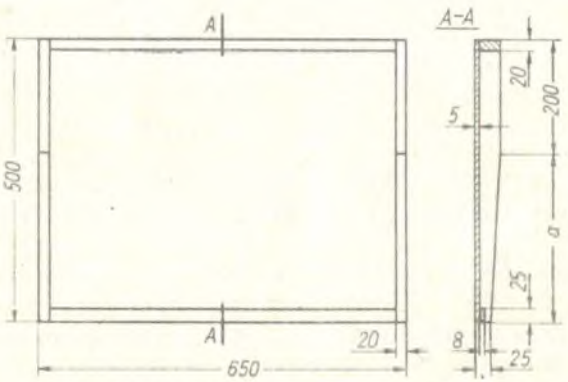
Skonstruowanie odbiornika własnymi siłami wymaga posiadania niezbędnej ilości narzędzi, przyrządów pomiarowych, odpowiedniego miejsca do pracy oraz różnych materiałów i elementów radiowych. Odpowiednio przystosowane przyrządy, utrzymane w ładzie i określonym miejscu, znacznie ułatwiają pracę.

Konstruowanie odbiornika, to proces nieraz długi i trudny, ale i ciekawy. Początkujący radioamatorzy, spiesząc się z budową odbiornika, zazwyczaj zbyt mało czasu poświęcają na należyte przemyślenie i zaprojektowanie konstrukcji, a rezultatem tego bywa nieudany układ. Z konstruowaniem odbiornika,

jego uruchomieniem i regulowaniem nie należy się spieszyć. Nie można przystępować do budowy, nie wiedząc nic o procesach fizycznych przebiegających w danym układzie, inaczej bowiem nie będzie można dociec, w czym tkwi przyczyna niedziałania lub złej pracy układu i jak ją usunąć. Chaotyczne i przypadkowe przylutowanie oraz przesuwanie elementów składowych przeważnie kończy się niepowodzeniem. Trzeba dopiero pomocy doświadczonego kolegi, aby się przekonać, iż owa przyczyna była czymś bardzo prostym, a jej wykrycie nie przedstawiałoby trudności, gdyby się nie lekceważyło zgłębienia podstaw radiotechniki. Każdy więc radioamator powinien przyjąć jako zasadę, że buduje tylko taki odbiornik, którego działanie dobrze rozumie i że do układów bardziej skomplikowanych przechodzi stopniowo, poczynając od najprostszych.

7.1. MIEJSCE PRACY

Konstruowanie odbiorników w warunkach domowych może nastręczać niekiedy pewne trudności, jeśli w mieszkaniu nie ma odpowiedniego miejsca (kącika) na urządzenie amatorskiego warsztaciku. Chodzi też o to, aby takie stałe miejsce pracy radioamatorskiej, jeśli już się znajdzie w mieszkaniu, nie naruszało jego estetycznego wyglądu. W większości przypadków radioamator musi się zadowolić „ruchomym" miejscem pracy. Dla urządzenia go niezbędne są: taca, mała szafka z szufladami na narzędzia i części radiowe, skrzynka na cięższe narzędzia ślusarskie i stolarskie oraz przenośna lampa o giętkim stojaku.



Rys. 138. Taca: a) widok z góry; b) przekrój *A-A* [3]

7.1.1. TACA

Tacę wykonujemy ze sklejki o rozmiarach około 650×500 mm i grubości 5 mm, przybijając do jej boków listwy (rys. 138). Na takiej tacy ustawionej na stole rozkłada się części radiowe i narzędzia. Jeżeli stół trzeba zwolnić, zabieramy z niego tacę i chowamy np. pod płytą stołu, wykorzystując odpowiednio przygotowane tam drewniane lub metalowe podpórki. Jako taca może nam służyć szuflada stołu; należy tylko ściąć nieco tylną część bocznych ścianek, a tylną ściankę osadzić na zawiasach, aby ją można było opuszczać. Wykonaną tacę malujemy farbą olejną, a potem białym lakierem, przy czym od dołu przyklejamy kawałki cienkiego wojłoku lub sukna, co będzie chroniło płytę stołu przed zadrapaniem jej powierzchni. Na dno tacy przyklejamy arkusz linoleum lub gumy. Na krawędziach bocznych ścianek (miejsca ścięte) przybijamy paski cienkiej sklejki dla ochrony przed uszkodzeniem, jakie często powoduje lutownica. Na tacy powinna się znajdować stale deszczułka ze sklejki o wymiarach 150×150×10 mm, stanowiąca podkładkę przy wierceniu otworów.

7.1.2. SZAFKA NARZĘDZIOWA

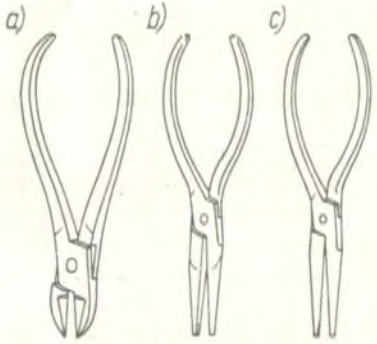
Szafka narzędziowa może mieć różne rozmiary i kilka szufladek. Najwygodniej wbudować taką szafkę pod parapetem okna w tym miejscu, które nie jest zajęte przez kaloryfer. W zależności od wolnego miejsca może być ona dwu- lub trzydziałowa. Jeden z przedziałów może być zamykany. Na wewnętrznej ścianie drzwiczek można umieścić narzędzia. W każdym z przedziałów umieszczamy na prowadnicach szufladki o różnej wysokości od 15 do 100 mm. Szufladki powinny być podzielone na przegródki. Do przechowywania kondensatorów stałych, oporników i drobnych elementów montażowych wystarczą przegródki o rozmiarach 50×50×15 mm. Powinno być tych przegródek tyle, aby móc przechowywać detale posortowane według ich kolejnych wartości .Dla potencjometrów i tranzystorów rozmiary przegródek mogą wynosić 50×50×25 mm, dla transformatorów miniaturowych, cewek w.cz. i pośr.cz. — około 70×70×35 mm, a dla kondensatorów zmiennych — około 70×70×50 mm. Dla pozostałych części, jak anteny ferrytowe, obudowy, prostowniki, transformatory sieciowe, głośniki itp., przegródki powinny być odpowiednio większe.

Jeżeli nie mamy wolnego miejsca pod parapetami okna, to wykonujemy małą wolnostojącą szafkę narzędziową o rozmiarach: wysokość 300 mm, szerokość 280 mm, głębokość 220 mm. Wewnątrz osadzamy 10 szufladek, w tym dwie o wysokości

35 mm, trzy o wysokości 25 mm i pięć o wysokości 15 mm. U góry — zamiast szufladki wysuwanej, montujemy półkę-skrzynkę zamykaną wiekiem, na którym od wewnątrz na odpowiednio przymocowanych taśmach umieszczamy narzędzia. W skrzynce tej można przechowywać małe kowadełko, imadło, wiertarkę ręczną, stojak z wiertłami, lutownicę z podstawką, piłkę ręczną, zwornicę stolarską do piłki ręcznej itp. Wykonaną szafkę narzędziową warto pomalować.

7.1.3. NARZĘDZIA

Właściwie dobrane i utrzymane w dobrym stanie narzędzia ułatwiają pracę radioamatora i oszczędzają mu wiele czasu. Do najniezbędniejszych narzędzi zaliczamy: szczypce boczne, płaskie i okrągłe, śrubokręty i pincety, nóż albo skalpel, nożyce, cyrkiel miernik, pilniki do metalu i drewna, młotek, punktak, wiertarkę ręczną z wiertłami, lutownicę oraz wspomniane już wyżej na-

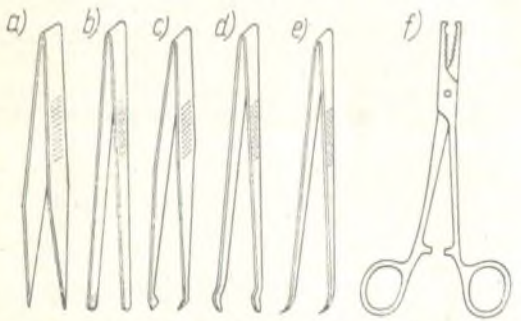


Rys. 139. Szczypce: a) boczne; b) płaskie; c) okrągłe

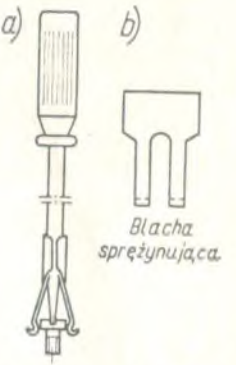
rzędzia stolarskie i ślusarskie, jak: kowadło, imadło, szlifierkę ręczną, piłkę ręczną, zwornicę stolarską, strug oraz dłuta proste i półokrągłe o szerokości 8 mm. Należy też mieć w zapasie brzeszczoty do piłki ręcznej o różnej wielkości zębów, przeznaczonych do cięcia drewna i metalu.

Na rysunku 139 uwidoczniono szczypce niezbędne w warsztaciku radioamatorskim. *Szczypce boczne* służą do obcinania przewodów i końcówek elementów. Należy dbać o to, aby były one stale ostre i aby między zaciśniętymi szczękami nie było prześwitu. Szczypcami tymi nie należy przecinać grubych gwoździ, twardych stalowych prętów ani żadnych innych przedmiotów, które mogłyby wyszczerbić wyostrzone krawędzie szczęk. *Szczypce płaskie* służą do trzymania płaskich przedmiotów, prostowania, odginania ewentualnie do zaciskania skrętów przewodów lub

uchwytów. Szczypce te powinny się lekko rozwierać; wewnętrzna płaszczyzna ich szczęk nie może być zabrudzona, bowiem brud wypełnia nacięcia przeciwdziałające ślizganiu się przytrzymywanego przedmiotu. *Szczypce okrągłe* są używane do wyginania drutu, a zwłaszcza do formowania pętli i końcówek elementów w kierunku wygodnym do lutowania. Można również nabyć bardzo wygodne szczypce okrągłe o tak uformowanych szczękach, aby nadawały się do użycia jako szczypce boczne, a częściowo nawet płaskie. Spotykamy również szczypce przeznaczone wyłącznie do ściągania izolacji z przewodu, zwłaszcza koszulek z two-



Rys. 140. Narzędzia pomocnicze: a), b), c), d), e) pincety o różnych kształtach uchwytu; f) zatrzaskowe nożyce chirurgiczne



Rys. 141. Śrubokręt przystosowany do wkręcania śrub w miejscach trudno dostępnych: a) sposób użycia; b) kształtka uchwytu [11]

rzywa sztucznego. Mają one płasko i szeroko zakończone szczęki, a między nimi otwór przewiercony pod takim kątem, że po naciśnięciu nadcinają po obwodzie przewodu izolowanego koszulkę, którą łatwo ściąga się bez uszkodzenia samego drutu.

Rodzaje stosowanych pincet przedstawiono na rysunku 140. W zasadzie różnią się one tylko kształtem końcówek.

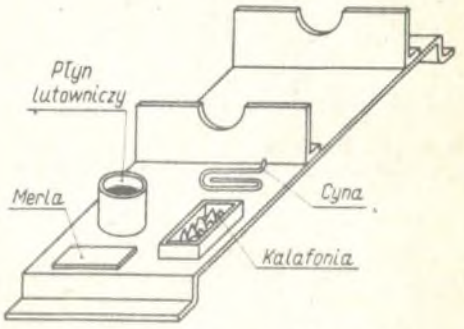
Do grupy pincet należy zaliczyć również *nożyce chirurgiczne* pomocne przy lutowaniu w jednym punkcie kilku przewodów. Nożyce te po zaciśnięciu przytrzymują w swych szczękach przewody, co znacznie ułatwia lutowanie, a ponadto odprowadzają ciepło z końcówek tranzystora.

Należy też mieć kilka *śrubokrętów* o różnej szerokości grotów od 1 do 10 mm (skok co 2 mm). Powinny one być wykonane z twardej stali, osadzone w oprawie z tworzywa sztucz-

nego, a najlepiej z organicznego szkła. Groty śrubokrętów powinny być zaopatrzone w koszulki ze sztucznego tworzywa. Wszystkie zresztą narzędzia, którymi posługujemy się przy urządzeniu pozostającym pod napięciem, *powinny być bezwzględnie izolowane*. Wygodne są śrubokręty typu zegarmistrzowskiego. Do wkręcania wkrętów w miejscu trudno dostępnym służy proste narzędzie pokazane na rysunku 141. Można też użyć śrubokręta magnesowanego lub naciągnąć na jego grot rurkę z twardego tworzywa sztucznego, tak aby łeb śruby znalazł się w wystającym końcu rurki, a grot śrubokręta w nacięciu łba.

Należy również skompletować zestaw *pilników* o różnych rozmiarach i kształtach: płaskie, okrągłe, trójkątne, kwadratowe, półokrągłe do metalu oraz płaskie, okrągłe i półokrągłe do drewna. Trzeba je utrzymywać w czystości przyjmując jako zasadę, że po każdorazowym użyciu usuwamy zanieczyszczenie za pomocą drucianej szczotki. Pilniki powinny być osadzone w oprawach, których kształt, przekrój i długość należy dostosować do

Rys. 142. Lutownica o zmniejszonej pojemności cieplnej

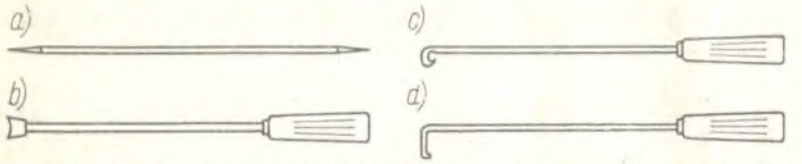


Rys. 143. Podstawa pod lutownicę

wielkości dłoni. Niewygodna oprawa nie tylko męczy, ale i utrudnia prawidłowe piłowanie. Wystarczające są pilniki o średnicy przekroju lub szerokości 6 mm. W pracach ślusarskich i stolarskich przy urządzaniu miejsca pracy (warsztaciku) mogą się okazać potrzebne pilniki większe.

Do prac mechanicznych potrzebna jest mała wiertarka ręczna z kompletem 14 wierteł o średnicach: 0,6; 0,8; 1,0; 1,2; 1,6; 2,0; 2,2; 2,5; 3,0; 3,3; 4,0; 4,2; 5,5; i 6,0 mm. Wiertła należy przechowywać w podstawce z otworami którą sporządzamy ze szkła organicznego lub drewna w rozmiarach: długość 130 mm, grubość 12 mm, szerokość 30 mm. Przez środek podstawki wzdłuż długiego boku rysujemy linię, na której przewiercamy otwory dla

wierteł, poczynając od rozmiaru 0,6 mm. Pierwszy otwór wiercimy w odstępie 22 mm od krawędzi, następnie trzy — w odstępach co 4 mm, dwa następne w odstępach co 5 mm od poprzedniego, trzy kolejne — co 6 mm, następne trzy — co 7 mm i ostatnie trzy — co 8 mm. Punktakiem wybijamy dołki w wyznaczonych punktach i wiertłami o odpowiednich rozmiarach przewiercamy płytkę na wylot. Pod tak przygotowaną płytkę przykręcamy drugą o grubości 8 mm. Wkręty z jednego i drugiego końca płytki wkręcamy w odstępie 14 mm od krawędzi. Jeśli chodzi o *lutownice*, to najodpowiedniejsze będą niskonapięciowe 6 lub 24 V o mocy 20÷40 W. Zapewniają one bezpieczne lutowanie tranzystorów oraz innych miniaturowych części radiowych, które łatwo można przegrzać i uszkodzić. Wskazane są one również ze względu na bezpieczeństwo pracy. Jeżeli takiej lutownicy nie możemy nabyć, to z konieczności posługujemy się lutownicą na 220 V o mocy 80 W. Dla zabezpieczenia elementów przed przegrzaniem należy grot takiej lutownicy owinąć drutem miedzianym o średnicy 1,0÷1,5 mm tak, jak to pokazano na rysunku



Rys. 144. Przyrządy do przeciągania i przytrzymywania przewodów: a) szpilka; b) przytrzymywacz; c) hak okrągły; d) hak prostokątny [10]

142. Pamiętajmy o częstym sprawdzaniu, czy grot lutownicy nie jest pod napięciem, które przecież grozi porażeniem. Do tego celu wykorzystujemy woltomierz na prąd zmienny na zakresie 250 V. Napięcie mierzymy między grotem a uziemieniem. O braku napięcia na grocie upewniamy się wówczas, gdy woltomierz wskaże napięcie równe zeru. Podczas pomiaru wtyk sznura lutownicy obracamy w gniazdku dwukrotnie, a przedtem jeszcze łączymy jeden przewód woltomierzy z uziemieniem.

Pod lutownicę wykonujemy *podstawkę* uwidocznioną na rysunku 143. Znajduje się na niej cyna, kalafonia, płyn lub pasta lutownicza i kawałek czystej szmatki, którą co pewien czas usuwa się zgorzeliny i resztki cyny z grota lutownicy.

Oprócz wymienionych narzędzi warto się zaopatrzyć jeszcze w noniusz, mikromierz, ekierkę metalową lub kątownik oraz narzędzia do układania, przeciągania i przytrzymywania przewodów w czasie lutowania. Wygląd tych ostatnich przedstawiono na rysunku 144.

7.1.4. OŚWIETLENIE MIEJSCA PRACY

Stół powinien być dobrze oświetlony i dlatego należy ustawić go blisko okna. Do sztucznego oświetlenia najlepiej stosować żarówkę o mocy 40 lub 50 W. Miejsce dla lampy z osłoną powinno być tak wybrane, aby chronić oczy przed światłem. Wnętrze osłony żarówki, a zwłaszcza część odbijającą promienie świetlne, należy pomalować białą farbą olejną lub aluminiową (równomierne odbicie światła). Do tego celu nadają się przenośne lampy fotograficzne, tym bardziej że ich stojak umożliwia nastawienie lampy pod dowolnym kątem pionowym i poziomym. Z tych samych względów nadają się tu również lampy biurowe o giętkim spiralnym stojaku. Na stole powinien się znajdować uniwersalny przyrząd pomiarowy oraz inne przyrządy kontrolne, dla których jednak lepiej wykonać specjalną półkę nad stołem. Przydatne okażą się zamontowane z boku stołu gniazda wtykowe z doprowadzonym do nich napięciem zmiennym 220 V oraz napięciem stałym o wartościach: 1,2; 4,5; 6,0; 9,0; 12,0 i 24 V.

7.2. ZASADY ROZMIESZCZANIA ELEMENTÓW I PODZESPOŁÓW RADIOWYCH NA PŁYTCE MONTAŻOWEJ

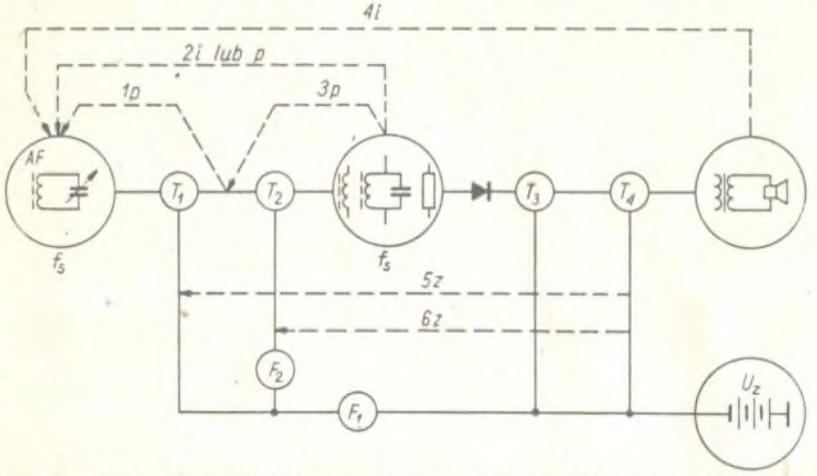
Odbiorniki tranzystorowe w odróżnieniu od odbiorników lampowych są montowane na płytce z materiału izolacyjnego. Ma to poważny wpływ na samą konstrukcję, bowiem metalowa płyta montażowa (chassis) w odbiornikach lampowych jest wykorzystana jednocześnie jako ekran i uziemiony wspólny przewód poszczególnych stopni. Przy wykonywaniu odbiornika tranzystorowego należy zwracać szczególną uwagę na rozmieszczenie jego elementów z punktu widzenia ekranowania oraz zapobiegania pasożytniczym sprzężeniom.

7.2.1. SPRZĘŻENIA PASOŻYTNICZE W ODBIORNIKACH O BEZPOŚREDNIM WZMOCNIENIU I SUPERHETERODYNOWYCH

Rysunki 145 i 146 przedstawiają schematy funkcjonalne odbiornika o bezpośrednim wzmocnieniu oraz superheterodynowego. Na schematach tych są pokazane możliwe drogi powstawania sprzężeń pasożytniczych.

Jak widać z porównania obu schematów, w odbiorniku superheterodynowym dróg takich jest bez porównania więcej. Dlatego usytuowanie elementów na płytce montażowej musi być właściwie i ze znajomością rzeczy zrealizowane. Z tych też powodów początkującym radioamatorom radzimy przystępować do budowy odbiorników tranzystorowych poczynając od najprostszych układów.

Zanim rozpatrzymy, w jakich warunkach sprzężenia powstają i w jaki sposób się je eliminuje, lub też zapobiega się ich powstawaniu, wyjaśnimy, jak kształtuje się pole magnetyczne i elektryczne wokół niektórych elementów. Obraz takich pól widzimy na rysunku 147. Odpowiednie oddalenie od siebie tych elementów lub ich ekranowanie uniemożliwia powstanie pasożytniczego sprzężenia. Element niezaekranowany, w którego polu magnetycznym z jednej strony znajdzie się przewód „uziemio-

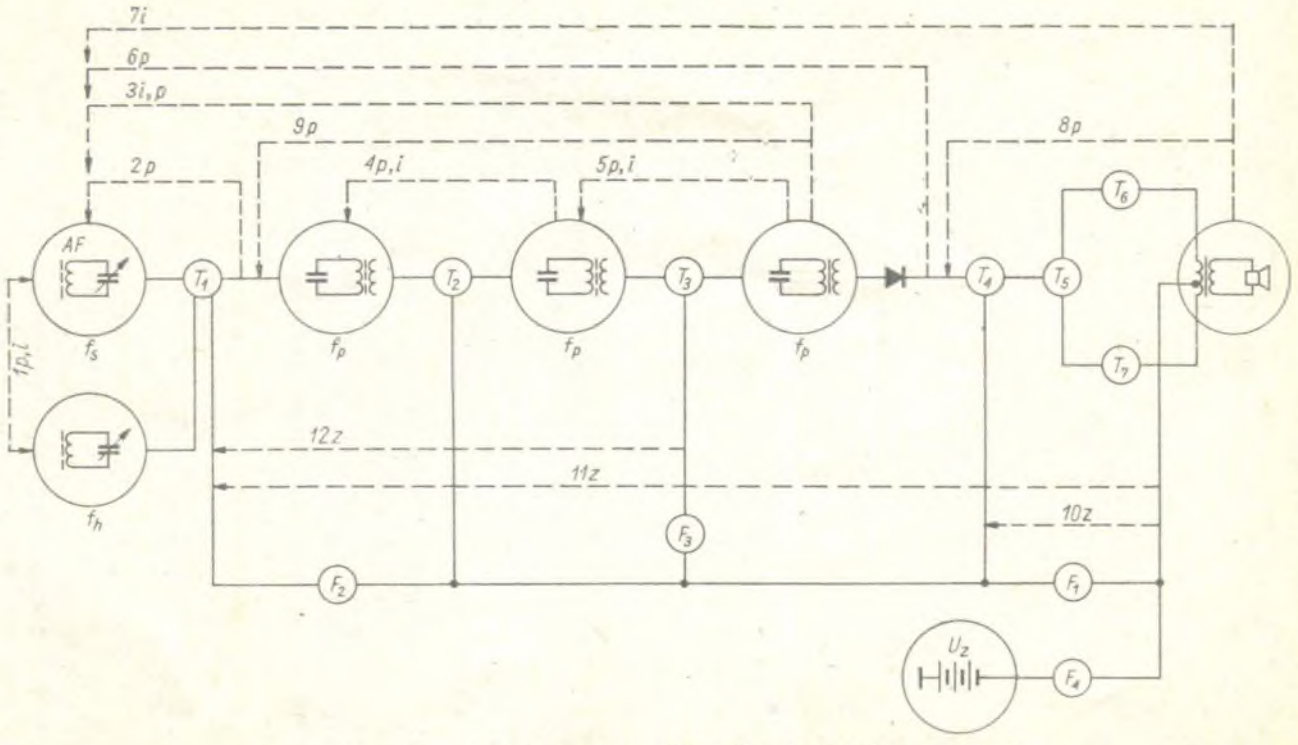


Rys. 145. Schemat funkcjonalny odbiornika o bezpośrednim wzmocnieniu f_s — obwody strojone na częstotliwość sygnału w.cz.; $T_1 \ldots T_4$ — tranzystory; F_1, F_2 — filtry odsprzęgające; U_z — zasilanie; i — sprzężenie indukcyjne; p — sprzężenie pojemnościowe; z — sprzężenie przez obwód zasilania. Cyfry przed oznaczeniem typu sprzężenia związane są z określoną drogą [5]

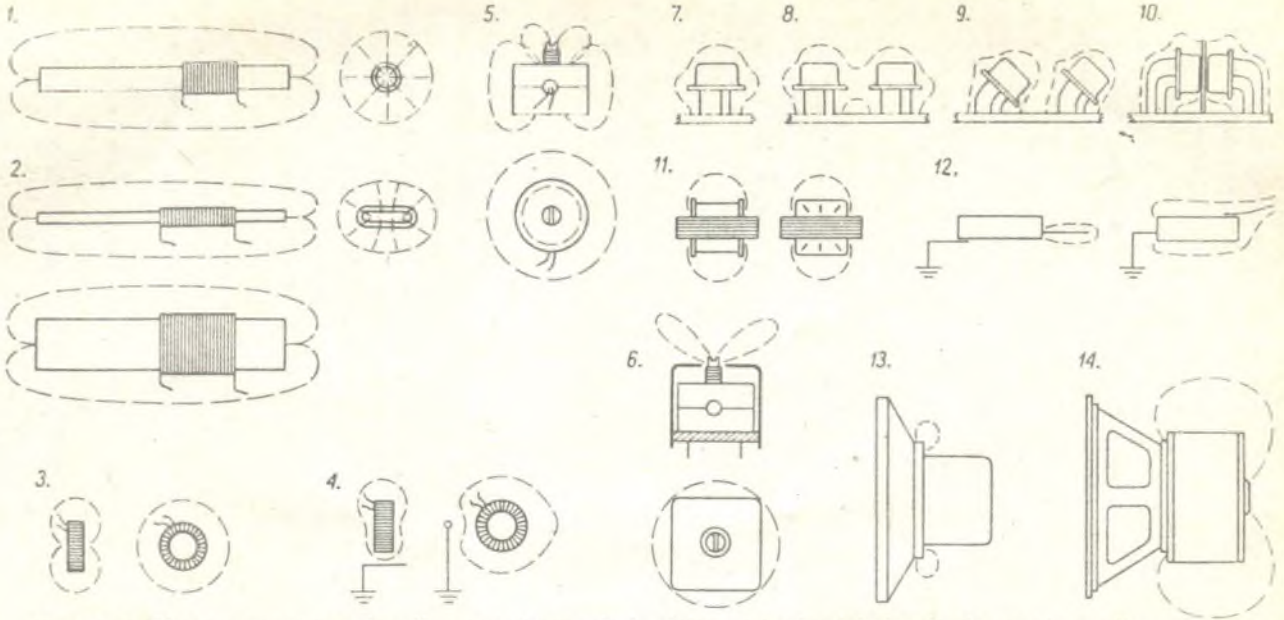
ny", odchyla swoje pole w kierunku przeciwnym, co może spowodować sprzężenie z następnym elementem, znajdującym się w normalnych warunkach poza zasięgiem tego pola.

W odbiornikach o bezpośrednim wzmocnieniu (rys. 145) spotykamy się ze sprzężeniem na drodze *1p*. Powoduje je sprzężenie między kolektorem pierwszego tranzystora a obwodem anteny ferrytowej. Sprzężenie to eliminujemy bądź oddalając tranzystor T_1 od anteny na odległość 2÷3 cm, bądź ekranując go (ustawienie uziemionej płytki metalowej między T_1 a anteną).

Sprzężenie na drodze *2* może być bądź indukcyjne (*2i*), jeżeli obciążeniem stopnia w.cz. jest transformator w.cz. lub dławik, bądź pojemnościowe (*2p*), jeżeli stopień ten jest obciążony elementami *RC*. W pierwszym przypadku transformator w.cz. albo dławik należy zaekranować lub oddalić od anteny. To ostatnie dotyczy również elementów, które spowodowały sprzężenie po-



Rys. 146. Schemat funkcjonalny odbiornika superheterodynowego
f_h, f_p — obwody strojone na częstotliwość heterodyny i pośredniej; pozostałe oznaczenia jak na rysunku 145 [5]



Rys. 147. Obraz zewnętrznych pól magnetycznych i elektrycznych niektórych elementów radiowych: *1, 2* — pole magnetyczne anten ferrytowych; *3* — pole magnetyczne cewki indukcyjnej z rdzeniem toroidalnym; *4* — odkształcenia się tego pola wskutek zbliżania przewodu uziemionego; *5* — pole magnetyczne cewki w kubku ferrytowym; *6* — pole magnetyczne cewki w kubku ferrytowym ekranowanym; *7, 8* — pole elektryczne tranzystorów; *9, 10* — sposoby uniknięcia sprzężenia pojemnościowego między blisko ustawionymi tranzystorami; *11* — pole magnetyczne transformatorów m.cz.; *12* — kształt pola elektrycznego kondensatora rurkowego w zależności od uziemienia okładziny zewnętrznej lub wewnętrznej; *13, 14* — pole magnetyczne głośników dynamicznych [5]

jemnościowe. Warto w tym miejscu wspomnieć, że podawane niekiedy w publikacjach informacje, jakoby cewki nawinięte na rdzenie toroidalne nie wytwarzały zewnętrznego pola magnetycznego, nie są dokładne. Cewki takie rzeczywiście są pozbawione zewnętrznego pola magnetycznego ale tylko wówczas, gdy ich zwoje są bardzo dokładnie nawinięte wzdłuż całego rdzenia oraz gdy w ich pobliżu nie ma przedmiotów metalowych. Z różnych względów warunki te bywają naruszane przez konstruktorów, o czym łatwo się przekonać, zmieniając położenie takiej cewki lub obracając ją częściowo wokół osi; stwierdzimy wówczas znaczne różnice w sile odbioru, albo występowanie gwizdów czy nawet całkowity zanik odbioru.

Sprzężenie na drodze *3p* jest pojemnościowe. Powstaje ono wskutek pasożytniczej pojemności między kolektorem T_2 a kolektorem T_1, zwłaszcza gdy się stosuje tranzystory o dużej częstotliwości granicznej i przy bliskim ich usytuowaniu. W takim przypadku tranzystory te należy od siebie odsunąć.

Sprzężenie na drodze *4i* powstaje wówczas, gdy prądy w.cz. są źle odfiltrowane w obwodzie wyjściowym detektora i gdy jednocześnie transformator wyjściowy lub głośnik są usytuowane zbyt blisko anteny ferrytowej. Sprzężenie to jest typu indukcyjnego. Usuwamy je przez polepszenie filtracji w obwodzie detektora (zmiana diody), zwiększenie pojemności kondensatora filtrującego, ograniczenie górnych częstotliwości wzmacniacza w.cz., usunięcie transformatora wyjściowego z pola magnetycznego lub zmianę jego położenia oraz uziemienie obudowy transformatora i obudowy głośnika.

Na skutek niewłaściwego umiejscowienia elementów oprócz wymienionych sprzężeń mogą powstać sprzężenia na drodze *5z* i *6z* poprzez opór źródła zasilania. Źle odfiltrowane prądy w.cz. i m.cz. mogą się dostać przez obwód zasilania do obwodu wejściowego i spowodować samowzbudzenie. Aby temu przeciwdziałać stosuje się w obwodzie zasilania filtry odsprzęgające F_1 i F_2. W zasadzie powinien wystarczyć filtr F_1. Jeżeli się jednak okaże, że jest on nieskuteczny (mała pojemność lub mały opór) to trzeba zastosować również filtr F_2, np. w obwodzie zasilania pierwszego lub drugiego tranzystora. Przypadki generacji w stopniach m.cz. mogą powstać, jeżeli wzmacniacz m.cz. jest kilkustopniowy. Będą one omówione przy opisie odbiornika superheterodynowego.

Sprzężenie na drodze *1p* w odbiorniku superheterodynowym (rys. 146) jest typu pojemnościowego i może występować między sekcjami kondensatora nastawnego. Powoduje ono niestabilną pracę heterodyny, zwłaszcza w górnych wstęgach pasma. Taki sam skutek wynika ze zbyt silnego sprzężenia indukcyjnego mię-

dzy obwodem anteny a heterodyny (droga *1i*). Sprzężenie to można łatwo usunąć przez odpowiednie ich oddalenie od siebie lub zmianę wzajemnego ustawienia. Cewki heterodyny należy tak ustawić, aby ich pole magnetyczne było skierowane poprzecznie do pola magnetycznego anteny. Sprzężenie pomiędzy sekcjami kondensatora nastawnego może powstać wskutek braku ekranu między sekcjami, nieuziemienia tego ekranu lub dużych pojemności własnych przełącznika zakresu fal. Sposób usunięcia tych sprzężeń polega na usunięciu przyczyn ich powstawania.

Sprzężenie na drodze *2p* może powstać w wyniku zbytniego zbliżenia wyprowadzenia kolektora T_1 i cewek anteny ferrytowej. Powoduje ono samowzbudzenie odbiornika na częstotliwościach bliskich częstotliwościom pośrednim.

Sprzężenie na drodze *3i* lub *p* zdarza się bardzo często, powodując niestabilność pracy odbiornika na wszystkich zakresach fal i w całym pasmie. Występuje ono najczęściej wskutek niezaekranowania ostatniego obwodu strojonego pośr.cz. lub zbytniego zbliżenia go do anteny ferrytowej oraz braku ekranowania ostatniego tranzystora obwodu pośr.cz. Sprzężeniu temu sprzyjają bardzo małe rozmiary odbiornika i ciasno umiejscowione w nim elementy. Aby uniknąć tego rodzaju sprzężeń, należy możliwie maksymalnie oddalić obwód pośr.cz. od obwodu wejściowego, a tranzystor T_3 zaekranować.

Sprzężenia na drodze *4* i *5* typu *p* oraz typu *i* powstają, jeżeli obwody kolektorów T_2 i T_3 oraz obwody strojone pośr.cz. nie są ekranowane. Powoduje to samowzbudzenie odpowiedniego stopnia wzmocnienia pośr.cz.

Sprzężenie na drodze *6p* może powstać jeżeli potencjometr stanowiący obciążenie detektora znajduje się zbyt blisko obwodu wejściowego. Powoduje ono samowzbudzenie na wszystkich częstotliwościach, albo tylko na częstotliwościach bliskich pośrednim.

Rzadziej występuje sprzężenie na drodze *7i*. Jest to sprzężenie indukcyjne między transformatorem wyjściowym a obwodem wejściowym. Powstaje wówczas, gdy odległość od anteny do transformatora jest mała i pole magnetyczne transformatora obejmuje pole magnetyczne anteny. Silne sprzężenie pojemnościowe na drodze *8p* w trzystopniowym wzmacniaczu m. cz. może spowodować generację wzmacniacza m. cz. na częstotliwościach akustycznych i większych. Można je wyeliminować przez inne rozmieszczenie elementów lub ograniczenie górnych częstotliwości pasma przenoszenia wzmacniacza.

Sprzężenie na drodze *9* nie wpływa w sposób wyraźny na pracę odbiornika, a można je wykryć jedynie przy użyciu przyrządów pomiarowych. Wprowadza ono zniekształcenia krzywej przenoszenia wzmacniacza pośr. cz. z filtrami pasmowymi

i jest wynikiem sprzężenia między trzecim a pierwszym filtrem pośr. cz.

Sprzężenie na drodze *10z* powstaje wskutek wzrostu wartości oporu wewnętrznego źródła zasilania i doprowadza do generacji na częstotliwościach akustycznych i pośrednich. W celu uniknięcia lub usunięcia takich sprzężeń należy zastosować filtry F_1 i F_4. Pojemność kondensatorów w tych filtrach powinna być tym większa, im większa jest moc wyjściowa wzmacniacza m. cz. oraz im mniejsza jest dolna graniczna częstotliwość pasma akustycznego. Warto zwrócić uwagę, że filtr F_4 (którym najczęściej jest kondensator o dużej pojemności) w pierwszych godzinach pracy odbiornika, kiedy bateria zasilająca jest jeszcze mało wyczerpana, wydaje się być niepotrzebny. Jednak w miarę wyładowania się opór wewnętrzny baterii wzrasta, a wówczas może się ujawnić generacja. Aby się więc przekonać, czy filtr F_4 jest konieczny, należy zastosować baterię częściowo zużytą, ale mającą jeszcze napięcie w granicach wymaganego. Jeżeli włączenie kondensatora jako filtru F_4 nie poprawi wyraźnie pracy odbiornika, to z filtru tego można zrezygnować.

Sprzężenie na drodze *11z* może wystąpić w przeciwsobnych wzmacniaczach m. cz. w wyniku niedostatecznej filtracji przez filtr F_1. Objawem takiego sprzężenia jest niestabilna praca mieszacza wskutek zmiany częstotliwości heterodyny. Może również wystąpić generacja wzmacniacza w. cz. na częstotliwościach akustycznych i przerywanie oscylacji heterodyny. Aby usunąć tę usterkę lub do niej nie dopuścić, należy usprawnić filtr F_1, tj. zwiększyć pojemność i opór, oraz włączyć dodatkowo filtr F_2. Jeżeli i to nie pomoże, wówczas do każdego stopnia wzmacniacza w. cz. należy przyłączyć filtr odsprzęgający.

Sprzężenie na drodze *12z* może powstać w braku filtru F_3 lub jeżeli jest on za mało skuteczny. Sprzężenie takie powoduje samowzbudzenie wzmacniacza pośr. cz., zwłaszcza gdy jest on trzystopniowy.

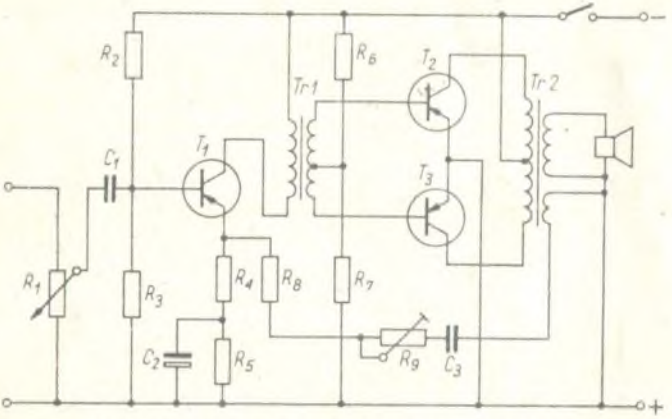
Pamiętając o wyżej wymienionych przyczynach powstawania szkodliwych sprzężeń i sposobach zapobiegania im — możemy już przystąpić do zaplanowania rozmieszczenia poszczególnych elementów na płytce montażowej i w obudowie odbiornika, a następnie przygotować schemat montażowy odbiornika.

7.2.2. PLANOWANIE ROZMIESZCZENIA CZĘŚCI RADIOWYCH NA PŁYTCE MONTAŻOWEJ

Części radiowe można podzielić na trzy grupy:
1) *elementy bierne*, a więc: oporniki potencjometry, kondensatory, cewki, 2) *elementy czynne*, np. tranzystory i baterie; 3) *inne części* o większych gabarytach. Na podstawie schematu ideo-

wego odbiornika przygotowujemy plan rozmieszczenia poszczególnych części, zwany schematem montażowym. Jest rzeczą zrozumiałą, że już wcześniej należy zgromadzić wszystkie elementy podane na schemacie i sprawdzić ich dobroć. Każdy z elementów i podzespołów należy wymierzyć, określając jego długość, wysokość i szerokość. Jeżeli jakiś element lub podzespół ma nieregularne kształty, to pomiar dotyczy maksymalnych rozmiarów w granicach najdalej wysuniętych krawędzi. Nie znaczy to jednak, że wolna przestrzeń pod lub nad wystającą krawędzią nie może być wykorzystana dla umieszczenia tam innego elementu, jeżeli tylko nie stoi temu na przeszkodzie wzajemne ich oddziaływanie.

Mając już te dane decydujemy, jaki przyjąć montaż: *płaski* czy *pionowy*. Ten ostatni umożliwia wprawdzie umieszczenie takiej samej liczby elementów w dużo mniejszej przestrzeni, jednak sprzyja powstawaniu szkodliwych warunków wzajemnego



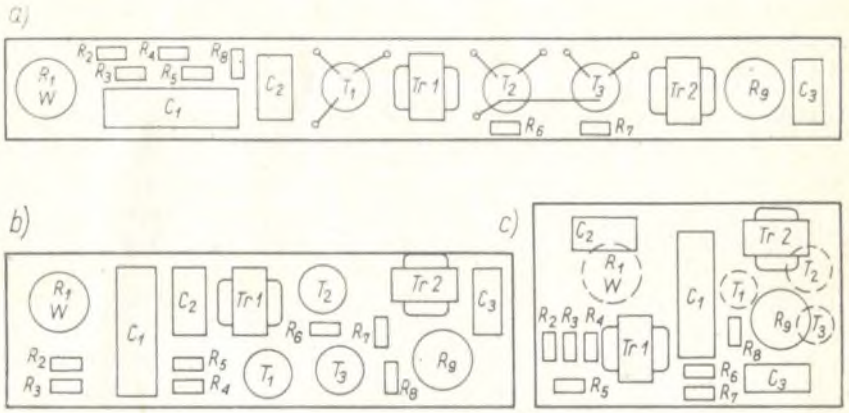
Rys. 148. Schemat wzmacniacza m. cz. [12]

oddziaływania na siebie elementów składowych. Montaż płaski może mieć kilka wariantów, w których wielkość zajętej powierzchni bywa różna. Twierdzenie to zilustrujemy na przykładzie. Na podstawie ideowego schematu wzmacniacza m. cz. przedstawionego na rysunku 148 mamy przygotować schemat montażowy. Jest zasadą, że płytka montażowa ma powierzchnię o około 30% większą od sumy wszystkich rzutów powierzchni elementów i podzespołów. Stąd też szerokość płytki montażowej będzie decydowała o koniecznej jej długości. Przy montażu płaskim wzmacniacz m.cz. można rozmieścić w różny sposób. Trzy przykłady z wielu możliwych przedstawiono na rysunku 149. Montując pionowo takie elementy jak oporniki i kondensatory, podaną

w trzecim przykładzie powierzchnię można jeszcze bardziej zmniejszyć. Rozpatrzmy jednak te przykłady pod kątem wzajemnego wpływu elementów oraz stopnia trudności przy uruchamianiu, regulowaniu i usuwaniu usterek. W przykładzie pierwszym układ jest rozmieszczony prawidłowo, zapewnia wygodny dostęp do końcówek wszystkich elementów i łatwość ich wymiany. Ale stosunek szerokości do długości płytki montażowej dla odbiornika nie jest odpowiedni. Można go jednak zastosować np. w adapterze.

W drugim przykładzie, dla wyeliminowania wzajemnego oddziaływania transformatorów *Tr1* i *Tr2*, trzeba było ustawić je prostopadle osiami. Rozmiary płytki już tak nie rażą.

W trzecim przykładzie wzajemny szkodliwy wpływ transformatorów też wyeliminowano, ale dostęp do końcówek poszcze-

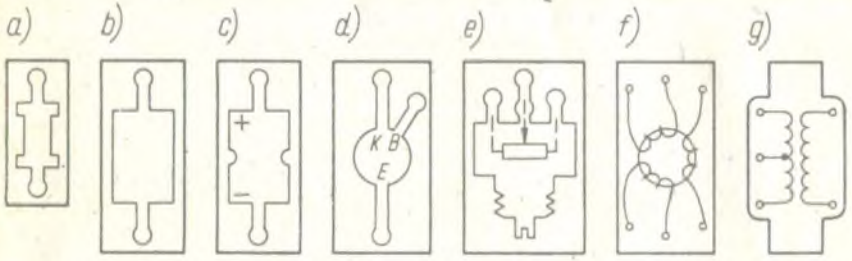


Rys. 149. Montaż płaski wzmacniacza m. cz.: a), b), c) — kolejne przykłady [12]

gólnych elementów jest bardzo utrudniony, tak że w przypadku konieczności wymiany niektórych z nich trzeba wylutowywać również sąsiednie. Nie wykluczona jest też możliwość pasożytniczych sprzężeń między transformatorem *Tr2* a tranzystorami, które — jak wiadomo — wytwarzają wokół siebie pole magnetyczne. Taki montaż jest możliwy, jeżeli zgodzimy się ze wspomnianymi niedostatkami i zastosujemy odpowiednie ekranowanie.

Powierzchnia płytki montażowej może być jeszcze bardziej zmniejszona, jeżeli użyjemy elementów o takiej samej wartości, lecz o mniejszych gabarytach. Można np. użyć połączonych równolegle kilku małych kondensatorów zamiast jednego o dużych rozmiarach.

Metod tych jest kilka. Pierwszą z nich — *metodę naturalnej kompozycji* — stosujemy przede wszystkim w przypadku wykonywania aparatu najpierw na makiecie. Obliczamy sumę powierzchni rzutów wszystkich elementów, zwiększamy ją dwukrotnie i otrzymujemy wielkość płytki montażowej makiety. Z kolei określamy szerokość lub długość tej płytki, bowiem rozmiar drugi łatwo obliczymy. Ponieważ rozmieszczenie poszczególnych części powinno w zasadzie odpowiadać układowi na schemacie ideowym (oczywiście z uwzględnieniem zabiegów przeciwdziałających pasożytniczym sprzężeniom), przeto suma powierzchni największej liczby elementów ułożonych w linii poziomej lub pionowej schematu ideowego, pomnożona przez dwa, będzie określała długość jednego boku płytki. Jest rzeczą zrozumiałą, że wlutowując poszczególne elementy nie skracamy



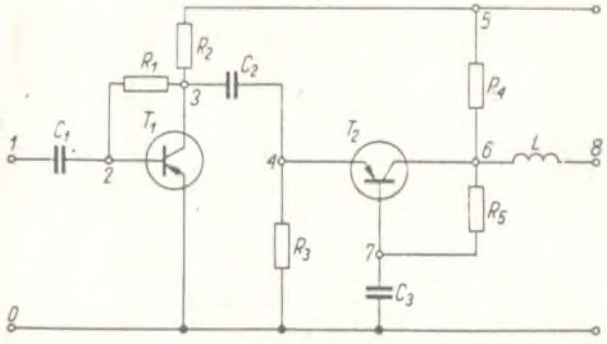
Rys. 150. Obrysy elementów radiowych: a) opornika; b) kondensatora stałego; c) kondensatora elektrolitycznego; d) tranzystora; e) potencjometru; f) cewki; g) transformatora [12]

wyprowadzeń, chodzi bowiem o to, aby element ten można było użyć już na właściwej płytce montażowej. Trzeba również liczyć się z tym, że ciaśniejsze rozmieszczenie elementów na ostatecznie zwymiarowanej płytce montażowej może wymagać ponownego regulowania układu.

Druga z kolei — *metoda graficzna* — polega na tym, że na papierze milimetrowym rysujemy miękkim ołówkiem kilka wariantów rozmieszczenia elementów odbiornika. Jest ona bardzo pracochłonna, bowiem każdy element trzeba narysować w jego naturalnej wielkości. Elementy rysujemy z zapasem 5 mm dla wyprowadzeń oraz 8÷10 mm dla tranzystorów. Miejsca połączeń elementów wybieramy w punktach przecinania się podziałki milimetrowej. Wygodnie jest posługiwać się papierem, na którym odstęp między liniami wynosi 2 mm. Wybieramy taki wariant który daje największą gwarancję, że nie powstaną szkodliwe sprzężenia, a przewody łączące będą możliwie najkrótsze. Na-

leży pamiętać o tym, że między przewodami występują pojemności nieraz dość znaczne, które mogą być przyczyną pasożytniczych sprzężeń.

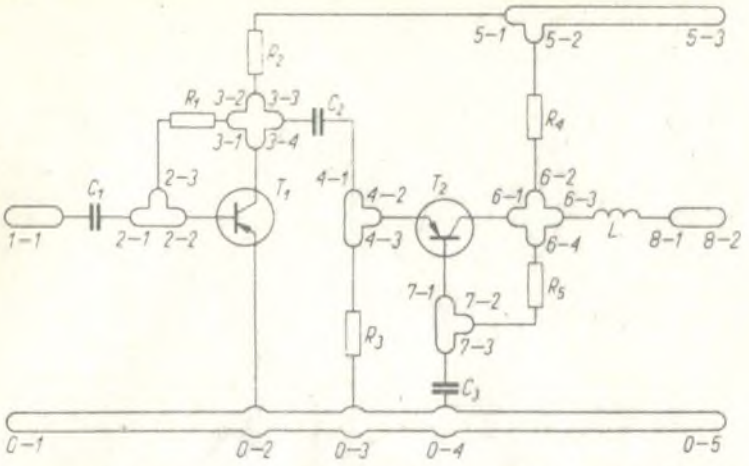
Trzecią metodą jest *metoda nakładkowa*. Z kartonu lub cienkiej tektury wycinamy w naturalnych rozmiarach obrys wszystkich elementów lub prostokąty, w których dany obrys się zmieści. Obrysy te obejmują też wyprowadzenia końcówek, osie symetrii i krańcowe położenia elementów ruchomych. Kilka przykładów takich obrysów przedstawiono na rysunku 150. Po ustaleniu rozmiarów płytki montażowej lub płytki makietowej na papierze milimetrowym, rozkładamy (zgodnie z schematem ideowym układu) poszczególne obrysy elementów. Zmieniając ich położenie staramy się uzyskać najbardziej racjonalne ułożenie. Na ostatecznie wybrane ułożenie nakładamy kalkę techniczną i przerysowujemy na niej obrysy elementów. Z tego rysunku przenosimy na następny arkusz kalki oznaczone miejsca wszystkich połączeń. Po odwróceniu tej ostatniej mamy odwrotną stronę



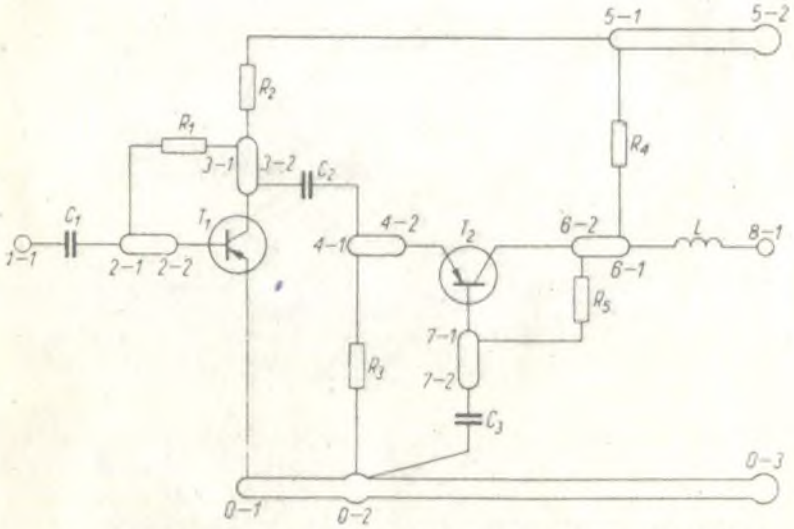
Rys. 151. Schemat ideowy układu z oznaczeniem wspólnych punktów połączeń [12]

płytki montażowej, na której kolorowymi ołówkami oznaczamy połączenia. Dobrze jest użyć takiego koloru ołówka, który odpowiada kolorowi koszulek przewodu montażowego, gdyż ułatwi to szybkie znalezienie ewentualnego błędu.

Jeżeli plan rozmieszczenia przygotowujemy dla drukowanej płytki montażowej i stwierdzimy, że zbyt wiele przewodów się krzyżuje, plan musimy opracować od nowa. Istnieje jeszcze *metoda modelowa*. Jest to metoda najbardziej poglądowa, ale jednocześnie najbardziej pracochłonna. Polega na tym, że z plasteliny, wosku, drewna lub gipsu wykonuje się dokładne modele elementów i podzespołów. Pod spodem modelu umieszczamy w miejscu wyprowadzeń końcówek szpileczki, co pozwala go umiejscowić. Na modelu płytki montażowej wykonanej z karto-



Rys. 152. Oznaczanie połączeń przy metodzie lutowania przewodu w jednym punkcie [12]

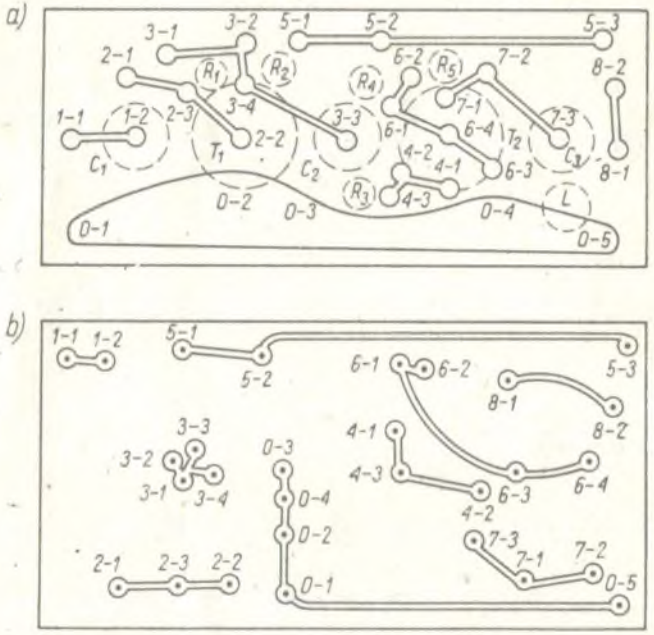


Rys. 153. Oznaczanie połączeń przy metodzie lutowania kilku przewodów w jednym punkcie [12]

nu lub cieniutkiej dykty wykreślamy siatkę 5 mm. Najpraktyczniejszy będzie model płytki wykonany z pleksiglasu, bowiem wtedy model całego układu można obejrzeć bardzo dokładnie również od spodu.

7.2.4. SCHEMATY MONTAŻOWE

Schemat montażowy należy sporządzać w określonej kolejności. Najpierw należy ustalić sposób konstrukcji oparty na jednej z podanych wyżej metod, a następnie wybrać bądź metodę łączenia przewodów w jednym punkcie (co bezwzględnie obowiązuje przy montażu na płytce drukowanej), bądź metodę łącze-



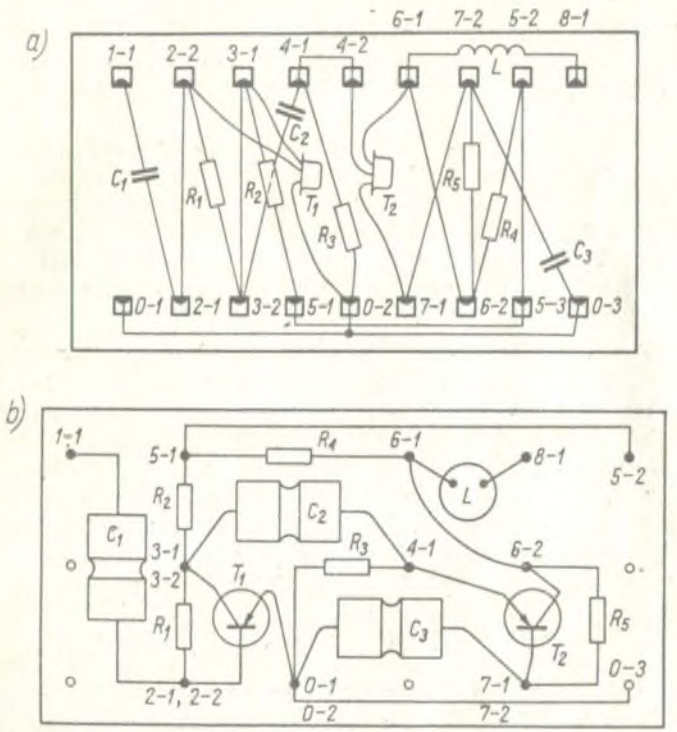
Rys. 154. Szkic obwodów drukowanych dla schematu z rys. 151: a), b) — kolejne przykłady

nia kilku przewodów w jednym punkcie. Zwracamy tu uwagę, że przy montowaniu odbiorników tranzystorowych należy unikać łączenia w jednym punkcie więcej niż 4 końcówek, bowiem przy naprawie odbiornika trudno potem je rozlutować i zlutować.

Po wybraniu metody łączenia oznaczamy na schemacie idęowym wspólne punkty połączeń cyframi tak, jak to pokazano na rysunkach 151, 152, 153. Pierwsza cyfra oznacza numer punktu

łączenia w danym stopniu układu, a następna — odprowadzenia z danego punktu łączenia. Dla przewodu uziemionego numer punktu łączenia oznacza się cyfrą 0 (zero). Na rysunku 154 przedstawiono szkic obwodów drukowanych, a na rysunku 155 — szkic obwodów konwencjonalnych.

Wszystkie te czynności, a mianowicie przygotowanie planu rozmieszczenia części radiowych i sporządzenie schematu montażowego, są niezbędne, jeżeli chcemy sami wykonać obwody dru-



Rys. 155. Szkic obwodów konwencjonalnych dla schematu z rys. 151: a) połączenia na płytce z łączówkami; b) połączenia na płytce z kółkami

kowane. Bardziej doświadczeni radioamatorzy, nie stosujący płytek z obwodami drukowanymi, korzystają tylko z przygotowanego planu rozmieszczenia elementów. Mało doświadczonym radioamatorom radzimy jednak przygotować zarówno plan rozmieszczenia jak i schemat montażowy. Związana z tym praca pomoże w wykonaniu prawidłowych połączeń w czasie budowy i naprawy, jak również umożliwi uniknąć pasożytniczych sprzężeń.

7.3. PRACE MECHANICZNE

Do prac mechanicznych przy budowie odbiornika należą wszystkie czynności związane z przygotowaniem płytki montażowej i obudowy, umocowaniem głośnika, transformatorów, radiatorów i ekranów dla tranzystorów i filtrów pośr. cz., wykonaniem skali itp. Prace te obejmują również wykonanie we własnym zakresie niektórych, trudnych do nabycia elementów odbiornika. Podane w dalszej treści wskazówki powinny się okazać pomocne w tych pracach.

7.3.1. POKRYCIA ANTYKOROZYJNE I DEKORACYJNE

W obudowie odbiornika bardzo często stosuje się ozdoby metalowe oraz siatki osłaniające membranę głośnika. Metal nie pokryty warstwą ochronną rdzewieje po pewnym czasie, matowieje lub pokrywa się plamami. Aby temu zapobiec stosujemy pokrycia antykorozyjne lub barwienie. Powierzchnię metalu można pokryć różnymi sposobami: elektrochemicznie, chemicznie, lakierem, farbą itp.

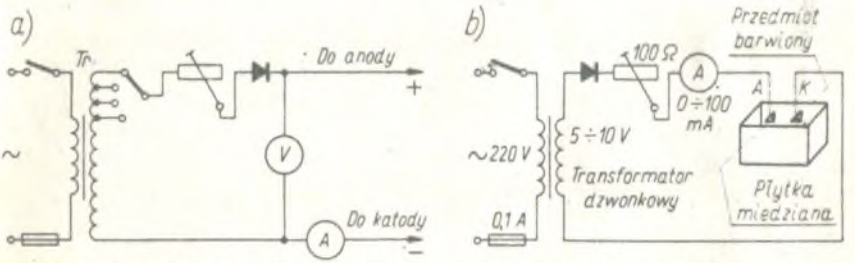
Elektryczne i chemiczne barwienie metali ma przebieg następujący. Dany przedmiot metalowy oczyszczamy z rdzy i brudu, a następnie zanurzamy na przeciąg 1 min w 5-procentowym roztworze kwasu siarkowego o temperaturze około 75°C (trawienie). Z kolei przetrzymujemy go przez taki sam okres czasu w gotującej się wodzie mydlanej (pasywacja), a następnie poddajemy oksydacji (stal) lub barwieniu (stal i inne metale). W celu dokonania oksydacji zanurzamy przedmiot w naczyniu emaliowanym, zawierającym jeden z niżej podanych roztworów:

Roztwór 1:	woda	1 000 ml	temperatura 135°C,
	NaOH	650 ml	czas oksydacji 90 min,
	$NaNO_3$	175 ml	zabarwienie czarne, błyszczące
Roztwór 2:	woda	1 000 ml	temperatura 140°C,
	NaOH	500 ml	czas oksydacji 90 min,
	$NaNO_3$	500 ml	zabarwienie ciemnoczarne
Roztwór 3:	woda	1 000 ml	temperatura 150°C,
	NaOH	1 500 ml	czas oksydacji 10 min,
	$NaNO_3$	30 ml	zabarwienie matowoczarne
Roztwór 4:	woda	1 000 ml	temperatura 140°C,
	NaOH	750 ml	czas oksydacji 90 min,
	$NaNO_3$	225 ml	zabarwienie czarne, błyszczące.
	$NaNO_2$	60 ml	

W celu uzyskania innego zabarwienia niż czarne wkładamy przedmiot do wanny emaliowanej z elektrolitem i przepuszczamy prąd przez przedmiot i elektrolit (galwanizacja). Anodę stanowi czysta miedź, katodę — przedmiot barwiony. Składnikami elektrolitu są: $CuSO_4 5H_2O$ siarczan miedzi — 60 g, cukier rafi-

nowany — 90 g, NaOH — 45 g, woda — 1 l. W objętości 1/4 litra wody rozpuszczamy siarczan miedzi, następnie dodajemy cukier. Osobno w takiej samej objętości wody rozpuszczamy NaOH. Do tego roztworu, ciągle mieszając dolewamy małymi porcjami pierwszy roztwór. Po zmieszaniu obu roztworów wlewamy resztę wody. Temperatura elektrolitu w czasie barwienia powinna być utrzymana w granicach 20÷40°C. Jako źródło prądu może być użyty akumulator o dużej pojemności lub sieć oświetleniowa przy zastosowaniu układu prostowniczego przedstawionego na rysunku 156. Rysunek ten obrazuje również sposób połączenia barwionego przedmiotu z obwodem elektrycznym. Płytka miedziana (powierzchnia anody) powinna być co najmniej 1,5 razy większa od powierzchni barwionego przedmiotu.

Przy gęstości prądu 0,01 A/dcm² powierzchni przedmiotu otrzymujemy następujące barwy w zależności od czasu trwania galwanizacji: brązową — 2 min, fioletową — do 3 min, ciemno-



Rys. 156. Układ do galwanicznego barwienia metali: a) prostownik; b) schemat połączeń z wanną galwaniczną [11]

niebieską — do 5,3 min, niebieską — do 6,3 min, bladozieloną — do 8,5 min, żółtą — do 12 min, pomarańczową — do 13 min, czerwonoliliową — do 15,5 min, zielononiebieską — do 17 min, zieloną — do 21 min, różowoczerwoną — ponad 21 min. Jeżeli gęstość prądu jest mniejsza, to zmiana kolorów następuje po dłuższym czasie. Prąd włączamy dopiero po upływie 2 min od chwili zanurzenia anody i przedmiotu w elektrolicie. Wodę w miarę jej wyparowywania z elektrolitu należy uzupełniać, bowiem zagęszczenie elektrolitu pogarsza jakość zabarwienia.

Jeżeli chcemy uzyskać intensywne zabarwienie, to do elektrolitu należy dodać 20 g węglanu sodu Na_2CO_3. Nieodpowiednią lub nierównomierną barwę można łatwo zmyć, zanurzając przedmiot w słaby roztwór amoniaku NH_3 na przeciąg 1 lub 2 min i zaczynając barwienie od początku. Po zabarwieniu przedmiotu płuczemy go w bieżącej wodzie, suszymy i pokrywamy bezbarwnym lakierem.

Praktykowany jest również prostszy sposób barwienia metali, jednak jakość takiego barwienia jest już nieco gorsza. Do dodatniego bieguna płaskiej baterii 4,5-woltowej przyłączamy płytkę miedzi, a do bieguna ujemnego — dany przedmiot. Katodę i anodę zanurzamy w elektrolicie i po kilku sekundach baterię odłączamy. Dalej galwanizacja przebiega już samoczynnie bez dopływu prądu. Przedmiot powinien być zanurzony w elektrolicie dopóty, dopóki nie uzyska żądanej barwy.

W celu sprawdzenia barwy można przedmiot wyjąć na chwilę z elektrolitu. Przedmiot i elektrolit należy przygotować w ten sam sposób jak poprzednio.

Chromowanie. Galwanicznie można też chromować przedmioty z miedzi i jej stopów, np. mosiądz. Chromowanie takich przedmiotów stosuje się szczególnie wtedy, kiedy wymagają one utwardzenia powierzchni. Przedmiot należy dokładnie oczyścić papierem ściernym, następnie przetrzeć papką z soli kuchennej i octu, wygładzić do połysku i odtłuścić jedną z niżej podanych kompozycji:

Kompozycja 1: wapno gaszone $CaOH_2$ — 35 g/l wodorotlenek potasu KOH — 10 g/l szkło wodne Na_2SiO_3 — 3 g/l	temperatura 90°C, czas odtłuszczania 1 godz,
Kompozycja 2: szkło wodne Na_2SiO_3 — 20 g/l wodorotlenek potasu KOH — 75 g/l	temperatura 90°C, czas odtłuszczania 1 godz,
Kompozycja 3: wapno świeżo gaszone $CaOH_2$ — 350 g/l	temperatura 90°C, czas odtłuszczania 1 godz,

Po odtłuszczeniu przedmiot należy przemyć w ciepłej wodzie i przetrzymać przez 1 min w 5-procentowym roztworze kwasu siarkowego.

Skład elektrolitu do chromowania:

trójtlenek chromu CrO_3 — 400 g/l stężony kwas siarkowy H_2SO_4 — 4 g/l	temperatura około 60°C

Jako anodę należy zastosować przynajmniej dwie płytki ołowiane o łącznej powierzchni dwukrotnie większej od powierzchni chromowanego przedmiotu. Gęstość prądu powinna wynosić 8÷10 A/dcm² powierzchni przedmiotu, a napięcie 6÷9 V. Warstwa chromowa narasta z szybkością 5 mikronów na godzinę. Po zakończeniu chromowania przedmiot płuczemy w wodzie, suszymy i jeżeli to konieczne — polerujemy.

Niklowanie miedzi, brązu i mosiądzu. Niklowanie chemiczne jest pewniejsze i prostsze od elektrolitycznego. Przedmiot odtłuszczamy podobnie jak przy chromowaniu, po czym sporządzamy roztwór do niklowania. Do naczynia emaliowanego wlewamy dowolną ilość 10-procentowego chlorku cynku $ZnCl_2$ i do-

dajemy siarczanu niklu $NiSO_4$, aż do momentu zabarwienia się roztworu na kolor ciemnozielony. Roztwór ten ogrzewamy aż do wrzenia i w tym momencie zanurzamy w nim przedmiot na przeciąg około 2 godz. Po takim wygotowaniu zanurzamy przedmiot w wodzie kredowej (15 g kredy w 250 g wody) i lekko przecieramy czystą, miękką szmatką, po czym myjemy i suszymy. Roztwór przechowywany w szczelnym naczyniu można użyć ponownie przed upływem 6 miesięcy (nie później).

Do niklowania galwanicznego stosujemy elektrolit o składzie:

siarczan niklowy $NiSO_4\ 7H_2O$ 350 lub 400 g/l } temperatura pracy 40÷50°C, gęstość prądu — 3÷5 A/dcm².

Srebrzenie. W praktyce stosuje się wiele sposobów srebrzenia. Do srebrzenia galwanicznego używamy elektrolitu o składzie:

jodek potasowo-srebrowy K_2AgJ_3 80÷100 g/l
jodek potasowy KJ 230÷300 g/l } temperatura pracy 20÷25°C, gęstość prądu 0,2 A/dcm².

Anodą jest płytka srebrna. Przedmiot (katoda) powinien być oczyszczony i odtłuszczony. A oto inne nie galwaniczne sposoby srebrzenia.

1. Dobrze oczyszczony i odtłuszczony przedmiot zawieszamy na taśmie cynkowej i zanurzamy we wrzącym roztworze, w skład którego wchodzą:

żelazocyjanek potasu $K_4Fe\,CN_6$ — 120 g/l,
potaż K_2CO_3 — 80 g,
chlorek srebra AgCl — 7,5 g,
woda destylowana — 1 l.

Należy pamiętać, że gotująca się mieszanina wydziela szkodliwe opary, dlatego należy gotować albo na zewnątrz mieszkania, albo przy silnym przewiewie. Kiedy przedmiot metalowy pokryje się dostateczną warstwą srebra, wyjmujemy go, opłukujemy w wodzie i polerujemy suknem.

2. Do srebrzenia miedzi i jej stopów stosujemy utrwalacz fotograficzny. Przedmiot czyścimy do połysku, gotujemy przez kilkanaście minut w roztworze sody kaustycznej, po czym dokładnie przemywamy w bieżącej wodzie, a następnie zanurzamy w utrwalaczu (objętość około 300 ml). Do utrwalacza dodajemy 2 ml amoniaku i 3 krople formaliny. Po pewnym czasie przedmiot pokryje się srebrem. Grubość jego warstwy zależy od koncentracji srebra w utrwalaczu; im więcej razy utrwalacz był używany, tym więcej zawiera srebra. Wyjęty z utrwalacza przedmiot przemywamy w wodzie i polerujemy.

3. Do naczynia emaliowanego wsypujemy:

salmiak NH_4Cl	— 2 g,
kamień winny $C_4H_5O_6K$	— 4 g,
lapis $AgNO_3$	— 1 g.

Dodając nieco wody mieszamy te substancje aż do otrzymania kaszkowatej papki. Papką tą nacieramy przedmiot, aż pokryje się warstwą srebra.

4. Kilka arkuszy pociętego na kawałki papieru fotograficznego zanurzamy w świeżo przygotowanym utrwalaczu fotograficznym. Oczyszczony i odtłuszczony przedmiot opuszczamy do utrwalacza i nacieramy rozmoczonym papierem fotograficznym od strony emulsji tak długo, aż na przedmiocie powstanie warstwa srebra. Następnie przedmiot myjemy w ciepłej wodzie, suszymy i polerujemy.

Złocenie mosiądzu. Przedmioty z mosiądzu bardzo szybko utleniają się w powietrzu. Aby mogły zachować swój połysk, należy je po oczyszczeniu i wypolerowaniu zanurzyć w 10÷15-procentowym roztworze dowolnej zasady w celu odtłuszczenia, a następnie wypłukać w wodzie i na przeciąg 2 s zanurzyć w słabym (2÷3%) roztworze kwasu siarkowego lub solnego. Dobre wyniki daje zanurzenie przedmiotu w roztworze kwaśnego siarczku sodu $NaHSO_3$, a następnie po opłukaniu wodą — w roztworze octanu miedziowego $CuCH_3COO_2$ o temperaturze 36÷÷40°C.

W zależności od czasu kąpieli w drugim roztworze mosiądz nabiera koloru od jasnozłotego do czerwonozłotego, a nawet czerwonawofioletowego. Zabarwienie kontrolujemy przez oględziny wyjmowanego co pewien czas przedmiotu z roztworu. Po zakończeniu złocenia przedmiot wyjmujemy, myjemy w czystej wodzie i suszymy. Tak pozłocony przedmiot z mosiądzu nie zmienia swojego pokrycia przez wiele lat.

Oksydowanie aluminium i jego stopów. Oczyszczony, odtłuszczony i wypolerowany przedmiot zanurzamy na 10÷20 min w roztworze o składzie:

węglan sodu $NaCO_3$	— 50 g/l
kwaśny chromian sodu $NaHCrO_4$	— 15 g/l
wodorotlenek sodu NaOH	— 2,5 g/l

i temperaturze 80÷100°C. Po wyjęciu z roztworu przetrzymujemy przedmiot przez 15÷20 min w gotującej się wodzie.

Inny sposób oksydowania polega na tym, że oczyszczony i odtłuszczony przedmiot przemywamy w wodzie, a następnie pokrywamy równą warstwą 10-procentowego roztworu wodorotlenku sodowego o temperaturze 90÷100°C. Po wyschnięciu przedmiot będzie miał perłową barwę.

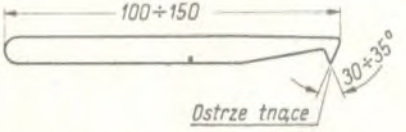
Trawienie miedzi i jej stopów. Przy przygotowywaniu napisów, skal, a nawet obwodów drukowanych konieczne jest trawienie metali. Przedmiot zanurzamy w gorącej parafinie lub wosku. Po wyjęciu odsłaniamy dokładnie tę część przedmiotu, która ma być trawiona, po czym przedmiot zanurzamy w jednym z poniższych roztworów:

1) kwas azotowy HNO_3 — 75 cz. wag.
   kwas siarkowy H_2SO_4 — 100 cz. wag.
   kwas solny HCl — 1 cz. wag.
2) 4% roztwór chloranu potasu $KClO_3$
   (sól Bertoletta) — 6 cz. wag.
   woda destylowana — 2 cz. wag.
3) kwas azotowy HNO_3 — 2 cz. wag.
   kwas siarkowy H_2SO_4 — 1 cz. wag.
4) kwas azotowy HNO_3 — 1 l
   kwas siarkowy H_2SO_4 — 1 l
   kwas solny HCl — 20 ml
   sadza — 10 g

Im dłużej przedmiot trzymamy w jednym z tych roztworów, tym głębsze będzie trawienie. W zależności od tego, czy powłoka ochronna otacza litery czy nie otrzymamy napis wklęsły lub wypukły. Trawienie na płytce cynkowej lub aluminiowej wykonuje się tak samo z tym, że napisy nanosimy lakierem spirytusowym, który chroni podobnie jak parafina.

7.3.2. OBRÓBKA MATERIAŁÓW

Szkło organiczne (pleksiglas) dzięki swoim własnościom izolacyjnym oraz łatwości obróbki jest prawie powszechnie używane w radioamatorstwie. Nagrzewane we wrzącej wodzie staje



Rys. 157. Nóż do cięcia szkła organicznego [11]

się elastyczne, gnie się lekko i wyciąga, a za pomocą odpowiednich matryc można je uformować w żądany kształt.

Wygodnie jest ciąć szkło organiczne nożem uwidocznionym na rysunku 157. Można go sporządzić z brzeszczotu piłki metalowej. Arkusz szkła organicznego kładziemy na stole i przyłożywszy linijkę kilkakrotnie przeciągamy ostrzem noża wzdłuż linii odcięcia. Cięcie jest równe i nie wymaga dodatkowej obróbki. Przy wymierzaniu arkusza szkła organicznego należy uwzględnić szerokość cięcia noża.

Cięcia po krzywiźnie wykonujemy zwykłą piłką ręczną. Ciąć można również umocowanym w uchwytach kabłąka piłki drutem oporowym o średnicy około 0,5 mm, przez który przepuszczamy prąd ze źródła o napięciu 4÷6 V. Uchwyty muszą być w tym przypadku wykonane z materiału izolacyjnego. Poza tym do cięcia szkła organicznego może służyć nitka nr 00, którą naciągamy zamiast brzeszczotu. Nitka umożliwia dokładne wycinanie figur o liniach zarówno prostych jak i krzywych.

Obudowę odbiorników oraz inne detale wykonuje się z różnych materiałów. Należy pamiętać, że rodzaj materiału użytego na obudowę, jej rozmiary i rozmieszczenie otworów mają poważny wpływ na własności akustyczne odbiornika. Najlepsze akustyczne parametry wykazują obudowy wykonane z drewna o grubości ścianek 2÷2,5 mm.

Stosuje się również masy plastyczne o grubości ścianek 1,5÷÷3 mm. Wykonując we własnym zakresie takie elementy, jak gałki strojeniowe, podpory, wsporniki, uchwyty, obramowania itp. warto wiedzieć, że tworzywo na nie można sporządzić również we własnym zakresie. Oto kilka sposobów tej „produkcji".

1. 35% magnezytu $MgCO_3$ i 65% drobnych opiłków drewnianych należy dokładnie wymieszać i zalać 0,1-procentowym roztworem chloranu magnezu $Mg(ClO_3)_2$ w takiej ilości, aby wytworzyła się ciastowata masa. Masa ta wprowadzona do przygotowanej formy — matrycy zastyga i twardnieje. Uzyskany w ten sposób materiał dobrze się tnie i piłuje oraz nie pęka przy wierceniu otworów.

2. Przygotowujemy drobne opiłki drewniane — 10 cz. wag., talk — 4 cz. wag., pokost — 0,5 cz. wag., klej stolarski i nieco opiłków aluminiowych. Opiłki drewniane mieszamy z talkiem i zalewamy gorącym klejem stolarskim, doprowadzając masę do konsystencji ciasta. Dodanie 0,3÷0,5 cz. wag. opiłków aluminiowych zapobiegnie późniejszemu pleśnieniu. Z kolei dodajemy pokost, który uczyni masę bardziej plastyczną. Zamiast kleju stolarskiego można użyć klej kazeinowy, jednak masa będzie wtedy mniej wytrzymała (można ją wykorzystać na detale dekoracyjne).

3. Na ramkę drewnianą naciągamy czysty materiał bawełniany, jedwabny lub z cienkiego lnu. Powierzchnię pokrywamy warstwą kleju stolarskiego lub kazeinowego. Następnie nakładamy nowy płat materiału i ponownie pokrywamy klejem. Liczba warstw zależy od grubości materiału, jaki chcemy uzyskać. Po wyschnięciu tniemy go na płytki o żądanych rozmiarach. Materiał taki nosi nazwę tekstolitu.

4. Sporządzony z drewna model pokrywamy parafiną, następnie nakładamy pierwszą warstwę rozmoczonych w gorącej wodzie pasków papieru gazetowego o szerokości 3÷4 cm i smaru-

jemy klejem stolarskim. Następną warstwę układamy poprzecznie w stosunku do poprzedniej i znowu smarujemy klejem. Po naklejeniu czterech takich warstw i wysuszeniu naklejamy dalsze cztery warstwy, powtarzając suszenie. Warstwy naklejamy aż do uzyskania żądanej grubości ścianek. Ostateczne suszenie trwa co najmniej 24 godz. Pozostaje jeszcze szpachlowanie, wygładzenie papierem ściernym i barwienie. Z takiej masy można wykonać obudowę odbiornika.

5. Przygotowujemy suchą masę papierową — 10 cz. wag., drobną kredę lub talk — 3 cz. wag., suchy klej stolarski — 2 cz. wag. i mąkę pszenną — 3 cz. wag. Papier rozdrabniamy i gotujemy w wodzie przez 24÷48 godz. Masa papierowa powinna tworzyć drobną zawiesinę. Wodę odcedzamy i masę suszymy. Po wysuszeniu zmienia się ona w proszek. Dodajemy do niego kredę lub talk i zalewamy mieszaniną kleju i mąki, dodając do kleju nieco opiłków aluminiowych, które zapobiegają pleśnieniu oraz barwnik anilinowy. Otrzymane ciasto nanosimy na model pokryty uprzednio parafiną. Po wyschnięciu przedmiot wygładzamy papierem ściernym, gruntujemy i malujemy.

6. Przygotowujemy suchą masę papierową — 5 cz. wag., klej stolarski — 28 cz. wag., drobno mieloną kredę — 60 cz. wag., glicerynę — 2,5 cz. wag., spirytus etylowy — 3,5 cz. wag. i suchą ochrę — 1 cz. wag.

Sposób postępowania taki sam, jak wyżej z tym, że proszek papierowy zalewamy klejem, a następnie mieszając — dodajemy glicerynę, spirytus i ochrę. Uzyskany materiał ma większą wytrzymałość niż poprzedni.

Obudowę odbiornika można sporządzić również ze sklejki o grubości 1,5 mm. Przed pocięciem sklejki należy dokładnie oczyścić jej powierzchnię papierem ściernym. Następnie oznaczamy kształt ścianek i wycinamy je łącznie z otworem dla głośnika. Ścianki łączymy klejem uniwersalnym lub klejem nitro. Wzdłuż sklejonych brzegów przytwierdzamy od strony wewnętrznej beleczki o rozmiarach 2×2 lub 4×4 mm. Po sklejeniu skrzynki czyścimy ją jeszcze raz, zaokrąglamy krawędzie i przecinamy na dwie części. Do wewnętrznej strony boków części przedniej przyklejamy paski np. z cienkiego szkła organicznego, służące jako oparcie dla drugiej połowy obudowy. Skrzynkę gruntujemy roztworem 10 g kalafonii i 20 cm^3 rozpuszczalnika nitro. Po wyschnięciu jeszcze raz wygładzamy powierzchnię drobnym papierem ściernym, po czym pokrywamy lakierem nitro o wybranym kolorze.

Obudowę z tworzywa sztucznego wykonujemy przez połączenie boków klejem uniwersalnym albo wyciskaniem rozgrzanej masy. W tym ostatnim przypadku z suchego drewna (brzoza, buk itp.) przygotowujemy dla przodu i tyłu obudowy dwie ma-

tryce i dwa stemple. Różnica gabarytów między matrycą a stemplem powinna być równa grubości ścianek. Odpowiedni arkusz szkła organicznego lub tworzywa sztucznego wkładamy do wrzącej wody. Kiedy tworzywo dostatecznie rozmięknie, szybko umieszczamy je w matrycy, przyciskamy stemplem i skręcamy śrubami stolarskimi. Po wystygnięciu usuwamy wystające poza model fragmenty obudowy i dopasowujemy obie części. W ściance przedniej wycinamy otwór dla głośnika oraz pozostałe otwory dla pokrętła kondensatora nastawnego, potencjometru, przełącznika fal itp. Obudowę czyścimy papierem ściernym, a następnie polerujemy pastą polerowniczą. Po wypolerowaniu myjemy obudowę w ciepłej wodzie i wycieramy suchą szmatką.

Przy sklejaniu sztucznych tworzyw należy pamiętać o dokładnym oczyszczeniu ich z brudu i odtłuszczeniu benzyną. Łączone powierzchnie smarujemy cienko klejem; na przyschniętą nieco warstwę kleju nakładamy następną warstwę, obie powierzchnie ściskamy i utrzymujemy w temperaturze około 60÷÷80°C przez 2 lub 3 godz. w celu wysuszenia.

Nacięcia na obrzeżu pokręteł strojeniowych ze szkła organicznego lub innego plastycznego tworzywa wykonujemy w ten sposób, że w środku pokrętła wiercimy otwór, nagrzewamy stary pilnik stolarski prawie do białości i pokrętło osadzone na wiertle, którym wykonaliśmy otwór, przetaczamy wzdłuż obwodu lekko dotykając do powierzchni pilnika.

7.3.3. WYKONANIE OBWODU DRUKOWANEGO

Podajemy kilka prostych sposobów wykonania obwodów drukowanych w warunkach amatorskich.

1. Folię miedzianą lub mosiężną o grubości 0,03÷0,06 mm czyścimy obustronnie drobnoziarnistym papierem ściernym w celu stworzenia szorstkiej powierzchni, po czym obmywamy acetonem lub czystą benzyną. Na płytce szklanej lub metalowej układamy arkusz tektury lub kartonu odpowiadający rozmiarom płytki montażowej. Na kartonie tym kładziemy przygotowany arkusz folii odpowiednio dopasowany do rozmiarów płytki montażowej. Na folię kładziemy kalkę maszynową stroną odbijającą zwróconą do góry. Na kalkę kładziemy odpowiadający rozmiarom płytki montażowej arkusz kalki technicznej lub czystego pergaminu, a na wierzch narysowany na papierze milimetrowym schemat montażowy.

Tak złożony pakiet umocowujemy w narożach spinaczami biurowymi i twardym ołówkiem obrysowujemy obrzeża poszczególnych połączeń oraz punkty lutownicze. Na kalce technicznej lub pergaminie otrzymamy odwrotny obraz schematu połączeń, a na folii zarys połączeń oraz punkty lutownicze. Podkładamy tekturkę

i szydłem lub grubą igłą przebijamy w folii otwory w środku obrysu punktów lutowniczych, a następnie wycinamy wszystkie połączenia według zakresów. Wycięte połączenia przyklejamy klejem kazeinowym do obrazu odbitego na kalce technicznej lub pergaminie. Płytkę montażową czyścimy papierem ściernym, aby powierzchni nadać szorstkość i obmywamy acetonem lub benzyną. Powierzchnię płytki montażowej oraz naklejone na kalce technicznej przewody z folii pokrywamy przy użyciu pędzelka klejem uniwersalnym i pozwalamy mu schnąć przez 10 min.

Z kolei nanosimy drugą warstwę kleju i obie powierzchnie przykładamy do siebie tak, aby brzegi płytki i obrysowane jej obrzeża na kalce technicznej idealnie się pokrywały.

Złożony pakiet wkładamy między dwie płytki metalowe i skręcamy śrubami lub ściskamy ściągaczami. Po godzinnym schnięciu nagrzewamy pakiet przez 3 godz. w temperaturze około 100÷120°C. Do tego celu można wykorzystać żelazko elektryczne. Jeżeli nie ma ono termoregulatora, to temperaturę należy kontrolować i co pewien czas żelazko wyłączać.

Po ostygnięciu i rozebraniu pakietu — połączenia z folii przyklejone do płytki montażowej lekko moczymy i nożem albo drobnym papierem ściernym usuwamy kalkę techniczną lub pergamin. Płytkę zmywamy acetonem lub benzyną, po czym wiertłem o odpowiedniej średnicy przewiercamy otwory w punktach lutowniczych. Wiertło powinno być ostre, aby uniknąć uszkodzenia folii.

2. Przygotowaną w ten sam sposób folię z wyciśniętym obrazem połączeń przyklejamy w całości do płytki montażowej i suszymy. Do syntetycznego kleju uniwersalnego dodajemy nieco farby anilinowej i mieszamy. Twardym małym pędzelkiem lub odpowiednio zaostrzoną pałeczką drewnianą pokrywamy tym klejem obrysowane połączenia. Robimy to w ten sposób, że w punkty lutownicze, których środek stanowi otwór w folii, nanosimy kroplę kleju, tak aby powstała plama o średnicy 2,5÷÷3 mm. Kiedy plamy te nieco przyschną, łączymy je ze sobą przez pozostałą część danego połączenia.

Po całkowitym wyschnięciu lakieru nitro lub kleju retuszujemy rysunek połączeń, tzn. nożem lub żyletką usuwamy zacieki i rozlewy tak, aby odpowiadały one kształtom i rozmiarom połączeń na schemacie montażowym sporządzonym na papierze milimetrowym.

Tak przygotowaną płytkę poddajemy trawieniu w następującym roztworze. Do szklanki wlewamy 200 cm^3 wody i dosypujemy 150 g chlorku żelaza $FeCl_3$. Dolewamy wodę do wypełnienia szklanki i mieszamy roztwór do zupełnego rozpuszczenia się chlorku żelaza. Następnie roztwór przelewamy do emalio-

wanego naczynia i zanurzamy w nim płytkę. Należy przez cały czas energicznie potrząsać naczyniem.

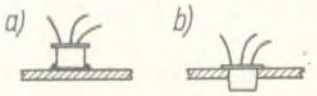
Trawienie trwa około 50÷60 min w temperaturze 20°C lub 10÷15 min. w temperaturze 40÷50°C. Wytrawioną płytkę przemywamy kilkakrotnie na przemian w gorącej i zimnej wodzie, rozpuszczalnikiem zmywamy lakier (lub drobnoziarnistym papierem ściernym usuwamy klej) z powierzchni połączeń, po czym płytkę przemywamy acetonem lub benzyną.

3. Płytkę montażową z naklejoną folią przygotowujemy podobnie jak wyżej, lecz zamiast trawienia stosujemy frezowanie przy użyciu do tego celu wiertła dentystycznego lub noża do cięcia szkła organicznego. Część folii, która ma być usunięta, zakreślamy ołówkiem, co znacznie ułatwia pracę. Wzdłuż obrysowanych brzegów należy folię lekko nadciąć. Po wyfrezowaniu niepotrzebnych części folii czyścimy płytkę papierem ściernym i obmywamy acetonem lub benzyną.

Imitację obwodów drukowanych wykonujemy w następujący sposób. Na płytce montażowej z obu jej stron rysujemy poprzez kalkę schemat montażowy. W miejscach przewidzianych na punkty lutownicze wiercimy otwory. Z posrebrzonego drutu o odpowiedniej średnicy wykonujemy połączenia z jednej strony płytki zgodnie ze schematem montażowym. Połączenia te powinny ściśle przylegać do płytki. Z drugiej strony płytki pozostawiamy końcówki drutu srebrzonego o długości około 8 mm. Chwilowo odginamy je tak, aby połączenia dobrze przylegały do płytki. Płytkę zmywamy acetonem lub benzyną i stronę z połączeniami pokrywamy kilkakrotnie cienką warstwą kleju syntetycznego. Każda warstwa kleju przed nałożeniem następnej powinna być wysuszona.

7.3.4. MONTAŻ MECHANICZNY CZĘŚCI RADIOWYCH

Każda konstrukcyjna część radiowa przed umocowaniem jej na płytce montażowej powinna być sprawdzona. Takie podzespoły jak transformator, głośnik, cewki, kondensator nastawny i in-



Rys. 158. Sposoby umocowania tranzystorów: a) przyklejenie do płytki; b) wpuszczenie w płytkę

ne umocowuje się do płytki montażowej mechanicznie za pomocą śrubek, z tym że niektóre z nich, zwłaszcza transformatory, przytwierdzamy za pomocą nitów lub zginanych na odwrotnej stronie występów z blachy. Umocowanie za pomocą śrubek jest najpewniejsze i najwygodniejsze. Aby jednak śruby nie odkręcały się

samoczynnie z nakrętek lub gniazd, umieszcza się pod łbem śruby sprężynującą podkładkę z innego metalu (ewentualnie zwykłą podkładkę naciętą na obrzeżu).

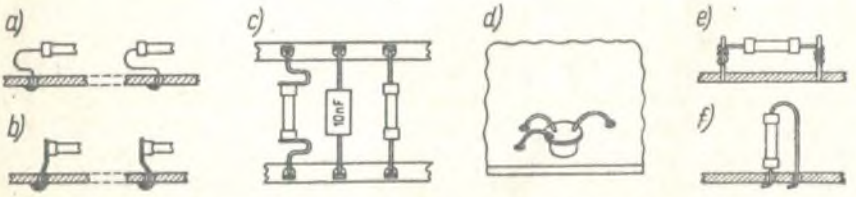
Tranzystory w zasadzie powinny być umieszczone w otworach wywierconych w płytce montażowej tak, jak to pokazano na rysunku 158. Jeżeli jest to niemożliwe, należy je przytwierdzić do płytki za pomocą kleju syntetycznego.

7.4. MONTAŻ ELEKTRYCZNY

Po mechanicznym umocowaniu podzespołów radiowych przystępujemy do montażu elektrycznego .W zakres tych prac wchodzą czynności przygotowawcze oraz lutowanie połączeń poszczególnych elementów i podzespołów, zgodnie ze schematem montażowym lub ideowym.

7.4.1. PRACE PRZYGOTOWAWCZE

Formowanie końcówek wyprowadzających. Transformatory mają wyprowadzenia poszczególnych uzwojeń przylutowane do kołków umiejscowionych na korpusie. Kołki te są prostopadłe do płytki montażowej. Należy pamiętać, że transformatorów nie można przytwierdzać wyłącznie za pomocą kołków. Transformator powinien być umocowany do płytki za pomocą obudowy rdzenia (obejmy), do której najczęściej doprowadza się również uziemienie.



Rys. 159. Formowanie końcówek: a) z długim wyprowadzeniem; b) z krótkim wyprowadzeniem; c) do łączenia na łączówkach; d) wyprowadzeń tranzystora; e) do łączenia na kołkach; f) przy montażu pionowym

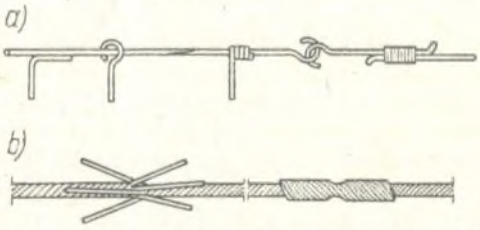
Wyprowadzenia takich elementów jak oporniki, kondensatory stałe, elektrolityczne i potencjometry należy odginać co najmniej w odległości 5 mm od korpusu, a tranzystorów — co najmniej w odległości 8 mm. Szczególnie jest to ważne w przypadku tranzystorów, bowiem zaginanie wyprowadzeń w odległości mniejszej może spowodować albo złamanie wyprowadzenia, albo

pęknięcie przepustu tranzystora, a tym samym nieszczelność jego obudowy. Sposób formowania końcówek i wprowadzania ich do punktów lutowniczych przedstawiono na rysunku 159.

Łączenie przewodów. W zasadzie przewody należy łączyć w punktach lutowniczych. Przy montażu stosujemy na łączówkach i kołkach przewody izolowane, zwracając uwagę, aby izolacja na nich nie była uszkodzona. Przewody między punktami lutowniczymi nie powinny być naciągnięte. Zawsze należy zostawić pewien zapas przewodu.

Jeżeli konieczne jest złączenie przewodów, to przed zlutowaniem należy je uformować w sposób uwidoczniony na rysunku 160.

Przygotowanie materiałów do lutowania i łączenia. Lutowanie i łączenie przewodów ma zapewnić dobry kontakt elektryczny. W zasadzie przy montowaniu odbiornika tranzystorowego należy stosować przewody (miedziane posrebrzane) w koszulkach



Rys. 160. Łączenie przewodów: a) pełnych; b) linki

izolacyjnych i o średnicy drutu 0,5÷0,8 mm. Jeżeli jakiś element trzeba umocować przez zawieszenie go, to przewody połączeniowe powinny mieć średnicę 1÷1,5 mm. Chodzi bowiem o to, aby uniemożliwić samoczynne przesuwanie się zawieszonego elementu. Pewność kontaktowania elektrycznego jest uzależniona od czystości przewodów i miejsc ich połączenia; usunąć zatem należy z nich wszelkie zabrudzenia, zatłuszczenia i utlenioną warstwę. Tę ostatnią zdejmujemy za pomocą drucianej szczoteczki, papieru ściernego lub pilnika, tak aby powierzchnia stała się błyszcząca. Po przetarciu denaturatem przystępujemy niezwłocznie do lutowania lub przykręcania. Koszulkę ochronną usuwamy z przewodu za pomocą specjalnych cążków lub noża, unikając nadcięcia powierzchni drutu, aby nie spowodować potem jego przerwania. Koszulkę tę można usunąć również za pomocą lutownicy. Ostrzem jej grota prowadzimy po obwodzie koszulki i po pełnym okrążeniu zdejmujemy ją przy użyciu pincety. Grot lutownicy natychmiast wycieramy szmatką.

7.4.2. LUTOWANIE

Lutowanie polega na zjawisku dyfuzji, tj. wzajemnym przenikaniu cząstek spoiwa i materiału lutowanego. Przenikanie to jest możliwe, jeżeli spoiwo i materiał lutowany są rozgrzane do określonej temperatury i jeżeli nic mu nie przeszkadza. Przeszkodą może być brud, zatłuszczenie i osadzające się na powierzchni materiału tlenki metalu. Oczyszczone miejsca należy niezwłocznie zlutować. Szybkiemu utlenianiu przeciwdziała stosowanie różnych past i płynów lutowniczych. Jednak niektóre z nich, działając chwilowo pozytywnie, w czasie lutowania powodują potem pogorszenie izolacji płytki montażowej, korozję przewodów i końcówek.

Najlepszym płynem lutowniczym jest kalafonia, rozpuszczona w terpentynie lub spirytusie. Dla przygotowania tego płynu rozgniatamy 20 g kalafonii (ale nie smyczkowej) na proszek i rozpuszczamy w 40 g spirytusu lub terpentyny. Płyn należy przechowywać w butelce ze szlifowanym korkiem.

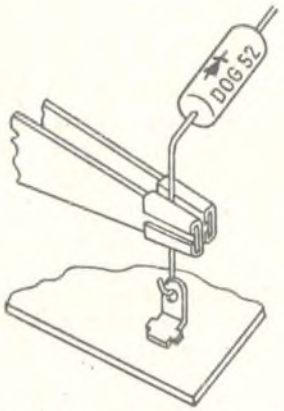
Miejsca, które mają być zlutowane, należy wstępnie ocynować. W tym celu nanosimy pędzelkiem nieco płynu lutowniczego, przykładamy na chwilę cynę i rozgrzaną lutownicę. Punkty lutownicze powinny być w całości pokryte cyną. Po ostygnięciu ocynowane końcówki zbliżamy, znowu lekko zwilżamy płynem lutowniczym, przykładamy cynę i lutownicę (płaską stroną grotu) dokonując w ten sposób połączenia. Lutownica powinna być tak rozgrzana, aby krople cyny trzymały się grotu. Jeżeli cyna spada, to grot lutownicy jest albo zabrudzony, albo przegrzany. Zlutowane miejsce powinno mieć półkulistą, formę lekko spłaszczoną.

Niektóre rodzaje metali i stopów lutują się trudno, np. stal, mosiądz, nikiel i inne. W tym przypadku można użyć płynu lutowniczego o następującym składzie: 73 ml spirytusu, 20 g kalafonii, 5 g chlorowodorku aniliny i 20 kropli amoniaku.

Kalafonię rozpuszczamy w 50 ml spirytusu, a w pozostałej ilości rozpuszczamy chlorowodorek aniliny. Oba roztwory mieszamy i dodajemy amoniak. Płyn taki umożliwia lutowanie miejsc nawet z wżerami korozyjnymi oraz wstępnie nieocynowanych końcówek. Natychmiast po dokonaniu lutowania zmywamy przytrzymywanym przez pincetę kawałkiem waty nasyconej spirytusem lub denaturatem miejsce lutowane z resztek płynu i kalafonii. Ostatnio pokazała się na rynku cyna w postaci cienkich drutów zawierających kalafonię. Ułatwiają one pracę, gdyż zbędne są płyny lutownicze, chociaż nie zwalniają od obowiązku oczyszczania miejsc danych przed i po lutowaniu. Miejsca zlutowane można pokryć lakierem syntetycznym.

Aluminium można lutować w następujący sposób. Końcówkę przewodu pokrywamy kalafonią, układamy na średnioziarnistym papierze ściernym, na wierzch przykładamy gorący grot lutownicy, na którym jest trochę cyny. Energicznie pocieramy przewodem o papier ścierny, nie odejmując grota lutownicy. Przewód znów pokrywamy kalafonią i znów pocieramy, aż jego koniec pokryje się dość grubą warstwą cyny. Dalsze lutowanie niczym się nie różni od normalnego.

Jeżeli chcemy lutować płytkę aluminiową, to nasypujemy na nią drobne opiłki stalowe i dodając stale cyny i kalafonii pocieramy grotem lutownicy aż powierzchnia płytki pokryje się cyną. Ponieważ w odbiornikach tranzystorowych stosujemy części miniaturowe, a wyprowadzenia końcówek są przeważnie bardzo



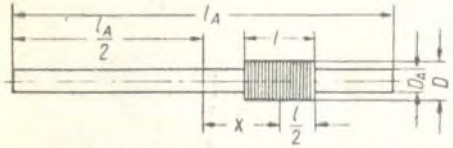
Rys. 161. Bocznik do odprowadzania ciepła

krótkie i wrażliwe na wysoką temperaturę, przeto przy lutowaniu trzeba stosować bocznik odprowadzający ciepło. Bocznikiem takim mogą być kleszcze, pinceta lub specjalnie przygotowany przyrząd z miedzi nasadzony na pincetę. Ich wygląd zewnętrzny i sposób stosowania uwidoczniono na rysunku 161. Można też odpowiednio przygotować końcówkę bocznika z tzw. krokodylka. Lutować należy szybko, jednak nie krócej niż przez 3 s. Po zlutowaniu nie należy ruszać przewodem dopóty, póki cyna nie zastygnie, co łatwo poznać po zmatowieniu powierzchni. Po całkowitym zakończeniu lutowań cały układ połączeń kontrolujemy jeszcze raz, porównując ze schematem montażowym. Punkty lutownicze warto oznaczać numerami, podobnie jak na schemacie montażowym. Numery te wydrapuje się igłą, gdyż oznaczenia ołówkiem mogą spowodować zwarcia (grafit jest przewodnikiem).

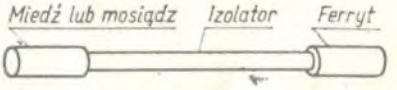
7.5. RÓŻNE WSKAZÓWKI PRAKTYCZNE

Jak rozmieścić cewki na antenie ferrytowej? O skuteczności anteny decydują w zasadzie dwa parametry — czynna wysokość anteny oraz jej dobroć. Im lepsze są parametry, tym większa jest czułość odbiornika. Wysokość skuteczna anteny zależy przede wszystkim od długości i średnicy pręta ferrytowego. Warto przy tym dodać, że przenikalność magnetyczna μ ferrytu dla fal długich powinna być w granicach 1 000÷2 000, dla fal średnich 600÷1 000, dla fal krótkich 100÷400, a dla ultrakrótkich 10÷50.

Szkic wymiarowy pręta ferrytowego z cewką antenową przedstawiono na rysunku 162. Podane tam oznaczenia ujęto w tablicy 40, wykazującej wzajemną współzależność zmian parametrów



Rys. 162. Szkic wymiarowy pręta ferrytowego z cewką antenową [12]



Rys. 163. Pręt kontrolny nastrajania cewki

anteny. Zależności podane w tej tablicy dotyczą prętów ferrytowych zarówno okrągłych jak i płaskich. Parametr a oznacza odległość między warstwami zwojów cewki antenowej. Średnicę pręta ferrytowego można zwiększyć łącząc w wiązkę kilka prętów cieńszych, jednak nie więcej niż 5. Pierwsza warstwa cewki powinna być oddalona od powierzchni ferrytu na odległość średnicy przewodu, jakim nawinięto cewkę. Dlatego grubość ścianki korpusu cewki powinna odpowiadać średnicy drutu nawojowego.

Pręt do kontroli nastrojenia obwodu. Niektóre obwody rezonansowe, np. dla fal krótkich lub ultrakrótkich w zasadzie nie są strojone rdzeniem ferrytowym. Zmiany indukcyjności takich obwodów dokonujemy rozszerzając lub zwężając odstępy między poszczególnymi zwojami. Chcąc skontrolować, czy indukcyjność jest zbyt duża, czy zbyt mała, posługujemy się prętem pokazanym na rysunku 163. Jeżeli przy wprowadzaniu ferrytu do środka cewki uzyskamy wynik pozytywny, to odstęp między zwojami trzeba zmniejszyć, a jeżeli wprowadzamy miedź lub mosiądz — zwiększyć.

Przygotowanie obwodu drukowanego w przypadku braku folii. Przez kalkę maszynową odbijamy na płytce montażowej wzory połączeń ze schematu montażowego, po czym wiercimy otwory dla punktów lutowniczych. W połączeniach naniesionych na płytkę montażową wydrapujemy lub wycinamy rowki o głębokości około 0,1 mm, które zapełniamy sproszkowanym grafitem

Tablica 40

WZAJEMNA WSPÓŁZALEŻNOŚĆ PARAMETRÓW ANTENY PRZY ZMIANIE JEDNEGO Z PARAMETRÓW

Jeżeli zwiększyć	Do wartości	Nie zmieniając	To czynna wysokość anteny		Przy tym dobroć
			najpierw	potem	
μ	$\mu \approx 500$	rozmiarów	wyraźnie wzrośnie	zwiększa się powoli	wzrasta, a potem maleje
Długość i średnicę anteny	—	μ i stosunku długości anteny do jej średnicy	zwiększa się proporcjonalnie do długości	—	zwiększa się
l_A	$l_A \approx 50\ D_A$	objętości anteny, μ l/l_A, $2x/l_A$, D_A/D	zwiększa się	zmniejsza się	zmniejsza się
D_A	$D_A \approx l_A/20$	μ, l_A, l/l_A, $2x/l_A$, D_A/D	wyraźnie wzrasta	zwiększa się powoli	zwiększa się
D	—	wszystkich rozmiarów i μ	nie zmienia się	—	najpierw wzrasta, potem maleje
x	—	jak wyżej	zmniejsza się	—	najpierw wzrasta, a potem maleje
l	$l \approx 0{,}5\ l_A$	jak wyżej	zwiększa się	zmniejsza się	zmniejsza się
a	$a \approx 0{,}25\ l_A$	jak wyżej	jak wyżej	jak wyżej	jak wyżej

rozmieszanym w toluenie, $C_6H_5CH_3$. Po wyschnięciu toluenu łączymy czystym drutem wszystkie punkty lutownicze połączeń pokrytych grafitem, po czym płytkę poddajemy galwanizacji.

Inny sposób polega na tym, że płytkę montażową czyścimy obustronnie papierem ściernym aż do chwili, gdy jej powierzchnie zmatowieją. Następnie na płytkę obmytą acetonem lub benzyną nakładamy schemat montażowy i twardym ołówkiem prowadzonym wzdłuż krawędzi połączeń wykonujemy ich obrys, który powinien się odbić na płytce. Szkic połączeń malujemy (cienkim pędzelkiem) 20-procentowym azotanem srebra, czyli lapisem. Przyczepność lapisu do płytki będzie wystarczająca, jeżeli ścieżki zostaną należycie odtłuszczone. Następnie suszymy

płytkę w temperaturze 40÷60°C w ciągu 5÷10 min. Z kolei zanurzamy płytkę na 1 godz w następującym roztworze: 2 g siarczanu miedzi $CuSO_4$, 5 g wodorotlenku sodu NaOH, 1 ml 25% roztworu amoniaku NH_4OH, 3,5 ml gliceryny, 15 ml 10% roztworu formaliny, 100 ml wody.

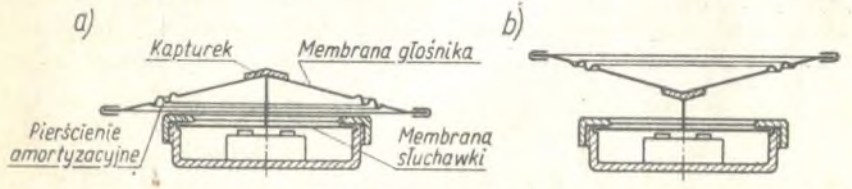
Na płytce wytworzy się cienka (około 2 μ) warstwa srebra. Aby zwiększyć grubość tej warstwy trzeba poddać płytkę galwanizacji. W tym celu łączymy ze sobą wszystkie ścieżki i przyłączamy je do ujemnego bieguna źródła prądu, zaś płytkę miedzianą — do bieguna dodatniego. Defekty i niedokładności obrazu ścieżek poprawiamy miękkim ołówkiem.

Skład elektrolitu do galwanizacji: siarczan miedzi — 20 g, kwas siarkowy — 5 ml, woda — 100 ml.

U w a g a! Kwas siarkowy wlewamy do wody, a nie odwrotnie.

Czas trwania galwanizacji wynosi około 2 godz, a gęstość prądu 2÷3 A/dcm². Po zakończeniu procesu galwanizacji płytkę zmywamy w wodzie i suszymy.

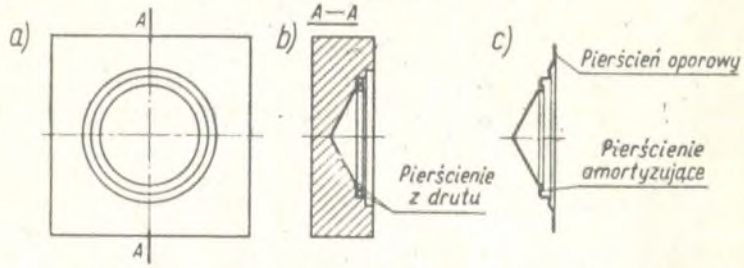
Głośniki własnej konstrukcji. Obecnie nie ma już trudności z nabyciem miniaturowego głośnika. Można go jednak wykonać we własnym zakresie ze słuchawki telefonicznej lub innej podobnej. W tym celu do metalowej membrany lub kotwicy słuchawki należy przylutować jeden koniec drutu o średnicy 0,6÷



Rys. 164. Szkic głośników wykonanych ze słuchawki: a) z membraną skierowaną wierzchołkiem od słuchawki; b) z membraną skierowaną wierzchołkiem do słuchawki

÷0,8 mm, a do jego drugiego końca odpowiednio ukształtowany „kapturek", który przykleja się do membrany uniwersalnym klejem syntetycznym (rys. 164). Membranę wykonujemy z bibuły (szkolnej lub filtracyjnej). W tym celu przygotowujemy z drewna lub gipsu odpowiednią matrycę, a w jej dolnej i górnej części wydrążamy odpowiednie wgłębienia i wybrzuszenia. Dla wykonania wgłębień pierścieni amortyzujących w membranie głośnika możemy umieścić wewnątrz matrycy koła z odpowiednio grubego drutu, jak to pokazano na rysunku 165. Zwilżoną bibułę układamy na matrycy i delikatnie ją wgniatamy, kształtując

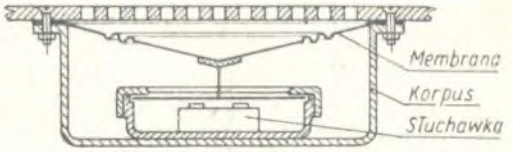
membranę. Po wyschnięciu pokrywamy ją cienką warstwą syntetycznego kleju uniwersalnego, z wyjątkiem pierścieni amortyzujących, które pokrywamy gumą arabską. Po wyschnięciu całej membrany część, do której należy przykleić „kapturek", pokrywamy aż do pierwszego pierścienia amortyzującego jeszcze raz klejem syntetycznym. Pierścień oporowy — dla usztywnienia go — również pokrywamy klejem i to trzy- lub czterokrot-



Rys. 165. Matryca do wykonania membrany: a) matryca; b) przekrój poprzeczny matrycy *A-A*; c) kształt uformowanej membrany

nie. Tak zbudowany mechanizm należy wmontować w konstrukcję podtrzymującą, na przykład w sposób przedstawiony na rysunku 166.

Przełączniki i wyłączniki. Kilka amatorskich konstrukcji przełączników i wyłączników uwidoczniono na rysunku 167. Jako zestyki zwierne w uwidocznionych na rysunku 167 przełącznikach *a, b, c* zastosowano sprężynujące blaszki mosiężne.



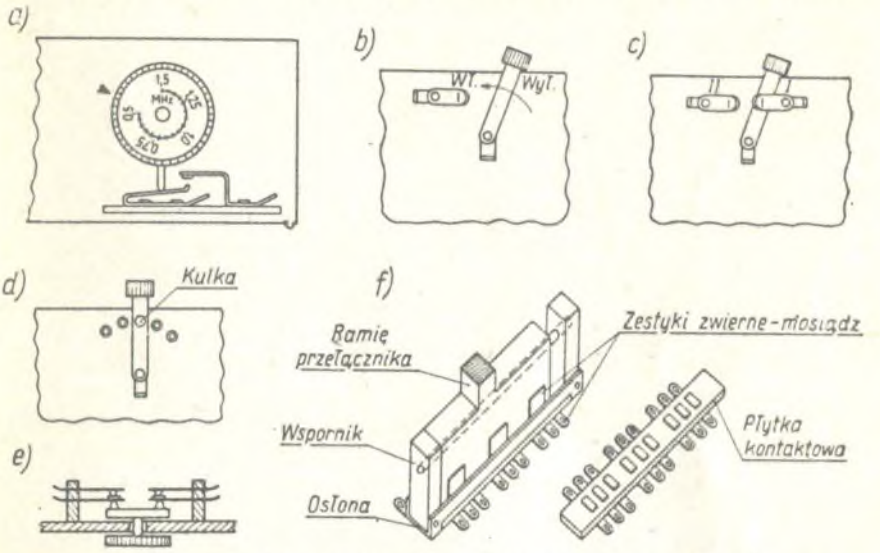
Rys. 166. Konstrukcja podtrzymująca głośnik

Przełącznik *d* ma w ruchomym ramieniu zestyku zwiernego wpuszczoną kulkę metalową. W zestykach stałych zastosowano przepusty lejkowate — mosiężne lub aluminiowe.

W przełączniku *e*, którego konstrukcję pokazano w przekroju, zastosowano zestyki przełączników telefonicznych lub przekaźników. Liczba jednocześnie przełączanych zestyków może być odpowiednio zwiększona.

Przełącznik *f* można wykonać z następujących materiałów: przesuwane ramię przełącznika — ze szkła organicznego, wsporniki ograniczające przesuw ramienia — z twardego i niekruchego

materiału organicznego lub z metalu, płytkę kontaktową — ze szkła organicznego lub innego cienkiego materiału izolacyjnego. Do płytki kontaktowej „wplatamy" paski sprężynującej blachy mosiężnej lub drut, które spełniają funkcję zestyków zwier-



Rys. 167. Przykłady konstrukcji przełączników i wyłączników

nych. Osłonę umocowującą konstrukcję wykonujemy z grubszej płytki szkła organicznego lub blachy aluminiowej. Przełącznik taki może zawierać dowolną liczbę grup zestyków zwiernych. Jego rozmiary zewnętrzne dobieramy w zależności od przeznaczenia i umiejętności radioamatora.

7.6. BEZPIECZEŃSTWO PRACY

Dobra organizacja, porządek i dokładność stwarzają sprzyjające warunki dla bezpieczeństwa pracy. Największe zagrożenie może stanowić nieumiejętna lub nieostrożna styczność z prądem elektrycznym. Stopień szkodliwego oddziaływania prądu na organizm ludzki, zależy od natężenia prądu, jego częstotliwości, napięcia, czasu działania, drogi przepływu przez ciało oraz od indywidualnych własności organizmu. Im większa jest wartość prądu, tym większe jest niebezpieczeństwo porażenia nim. *Prąd o wartości powyżej 100 mA jest w zasadzie śmiertelny dla człowieka.* Opór skóry stanowi tym mniejszą przeszkodę w przepływie prądu, im większe jest jego napięcie. Względnie bez-

pieczne jest napięcie o wartości do 40 V. Niebezpieczeństwo porażenia prądem wzrasta w miarę zmniejszania się jego częstotliwości. Najbardziej niebezpieczna jest częstotliwość 50 Hz (tzw. przemysłowa). Im dłużej organizm przebywa pod działaniem prądu, tym większe jest niebezpieczeństwo śmiertelnego porażenia. Dlatego trzeba rygorystycznie przestrzegać następujących wskazań:

- Włączając i wyłączając dopływ prądu trzymać za wtyczkę, a nie za sznur, przy tym drugą ręką nie dotykać gniazda sieciowego.
- Każde zauważone uszkodzenie sznura lub gniazda sieciowego natychmiast naprawić. Naprawianie instalacji elektrycznej we własnym zakresie bez posiadania odpowiednich uprawnień jest zabronione. Może wykonać naprawę tylko osoba posiadająca uprawnienia, a i ona powinna pamiętać o obowiązku wyłączenia bezpieczników.
- Przy naprawie bezpieczników nie stosować zastępczo nieodpowiednich drutów. Najlepiej stosować bezpieczniki — automaty. Naprawiane odbiorniki odłączać w czasie lutowania od sieci zasilającej. Ze względu na bezpieczeństwo tranzystorów lutownicę wyłączyć z sieci na czas lutowania.
- Przed użyciem lutownicy sprawdzić stan izolacji grzejnika (czy napięcie nie przedostaje się na obudowę). To samo dotyczy obudowy lamp oświetlających.
- Pod nogami mieć podłożony płat dość grubej gumy lub suchego sukna.
- Manipulować przy urządzeniu pod napięciem tylko narzędziami z izolowanymi uchwytami.
- Nie dotykać części radiowych, a zwłaszcza metalowych, kiedy odbiornik jest pod napięciem.
- Ze względu na bezpieczeństwo własne i konstruowanego układu nie używać przewodów montażowych o uszkodzonej izolacji.
- Końcówki przyrządów pomiarowych w tych miejscach, które trzymamy w ręku, powinny być izolowane.
- Przed przystąpieniem do jakichkolwiek prac nad układem odłączyć go od sieci zasilającej i rozładować kondensatory elektrolityczne.
- W czasie lutowania chronić oczy i skórę przed rozpryskiwaną cyną. Krople cyny, które wpadły między przewody, bezwzględnie usunąć.
- Płyny do zmywania lutowanych miejsc przechowywać tylko w butelkach z doszlifowanym korkiem; te ostatnie zamykać zaraz po użyciu płynu. Do zmywania lutowanych

miejsc nie używać benzyny, gdyż łatwo może się ona zapalić.

- W czasie lutowania trzymać przewód lub łączony element jedynie pincetą lub obcęgami.
- Obecność napięcia sieci sprawdzać za pomocą neonówki.

Jeśli chodzi o związki chemiczne, należy przestrzegać następujących zasad:

- Kwasy wlewać do wody, nigdy odwrotnie.
- Używając kwasów i zasad — pracować w gumowych rękawiczkach, okularach ochronnych i w fartuchu.
- Do używanych roztworów chemicznych nie używać naczyń kuchennych.
- Naczynia z substancjami chemicznymi oznaczyć wyraźną etykietą informującą o nazwie substancji i dacie jej nabycia.
- Przygotowywać lub podgrzewać roztwory na wolnym powietrzu lub w pokoju, w którym zapewniony jest silny przewiew.
- Związków chemicznych nie przechowywać w miejscu lub blisko miejsca, w którym są przechowywane artykuły spożywcze.
- Nie oznaczone związki chemiczne, o niewiadomym nam składzie i przeznaczeniu, zniszczyć.
- Roztwory przelewać tylko za pomocą lejka.
- Przy rozbijaniu substancji zestalonych zakładać ochronne okulary.
- Nie brać palcami sproszkowanych związków chemicznych. Posługiwać się specjalnymi łopatkami lub łyżkami z plastyku, porcelany albo gliny. Łyżek tych nie używać do celów kuchennych.

Skórę w razie sparzenia jakimkolwiek kwasem niezwłocznie posypujemy solą kuchenną, a następnie zmywamy wodą. Przy sparzeniu zasadą zmywamy 5-procentowym roztworem jakiegokolwiek kwasu i następnie wodą.

Związki chemiczne należy nabywać w ilości wystarczającej tylko do jednorazowego użytku. W przypadku gdy kupujemy kilka ich gatunków trzeba pamiętać, że nie należy przechowywać ich razem obok siebie. Wchodzą one bowiem z sobą w reakcję, nawet gdy są przechowywane w dobrze zamkniętych naczyniach. Może nawet nastąpić ich wybuch.

Szczególnie nie należy przechowywać: kwasu azotowego obok gliceryny, spirytusu, eteru, cukru, waty, fenolu; wody amoniakalnej i amoniaku obok formaliny i jodu; kwasów obok mydła i zasad (soda, potaż, wapno itp.); kwasu siarkowego obok terpentyny, spirytusu i benzyny.

Tablica 41

WYKAZ ODPOWIEDNIKÓW KRAJOWYCH DIOD PRODUKCJI ZAGRANICZNEJ, KTÓRE PODANE SĄ NA SCHEMATACH

Lp.	Strona	Symbol diody	Odpowiednik krajowy
1	60	BA 124	BA 507, BA 508
2	80	ДГЦ 27	DZG 7
3	80	Д 7 Ж	DK 60, BA 562
4	83	ДГЦ 24	DZG 4
5	83	Д 7 Г	DK 60
6	83	Д 810	BZ 11/C 10
7	92	OA 160	DOG 31÷DOG 62
8	92	SZ 9	BZ 11/C 9 V 1
9	112	Д 809	BZ 11/C 9 V 1
10	112	Д 811	BZ 11/C 11
11	185	Д 9, Д 2 Е	DOG 31÷DOG 62
12	192	Д 9 Б	DOG 31÷DOG 62
13	195	OA 625	DOG 58
14	195	OA 705	DOG 53
15	198	OA 648	DOG 61

Literatura

1. *Белевцев А. Г.*: Монтаж и регулировка радиоаппаратуры. Изд. „Высша Школа" 1966.
2. *Большов В., Гукин В.*: Книга начинающего радиолюбителя. Изд. „Досааф" 1964.
3. *Бортновский Г. А.*: Рабочее место радиолюбителя. Изд. „Энергия" 1964, Выпуск 560.
4. *Борисов В. Г., Отряшенков Ю. М.*: Юный радиолюбитель. Изд. „Энергия" 1966.
5. *Бурлянд В. А., Жеребцов И. П.*: Хрестоматия радиолюбителя. Изд. „Энергия" 1966.
6. *Вайнштейн С. С., Конашинский А. А.*: Задачи и примеры для радиолюбителей. Изд. „Госэнергоиздат" 1951.
7. *Гендин Г. С.*: Самодельные усилители низкой частоты. Изд. „Энергия" 1964, Выпуск 538.
8. *Ерлыкин Л. А.*: Практические советы радиолюбителю. Воениздат 1965.
9. *Жеребцов И. П.*: Радио-техника. Изд. „Связь" 1965.
10. *Зиньковский А. И.*: Радио-технический эксперимент. Изд. „Энергия" 1964.
11. *Изванщкий В.*: Советы радиолюбителю. Изд. „Досааф" 1964.
12. *Линде Д. П.*: Радиолюбительский справочник. Изд. „Энергия" 1966.
13. *Ломанович В.*: Справочник по радиодеталям. Изд. „Досааф" 1966.
14. *Маркова В. Н., Гоженко Н. А.*: Малютки. Изд. „Наукова Думка" 1965.
15. *Майшев В. В.*: Испитатель полупроводниковых приборов. Изд. „Энергия" 1965, Массовая радиобиблиотека, Выпуск 563.
16. *Попов П. А.*: Расчёт транзисторных усилителей звуковой частоты. Изд. „Энергия" 1964, Выпуск 550.
17. *Путятин Н.*: В помощь радиолюбителю. Изд. „Досааф" 1965, Выпуск 24.
18. *Румянцев М. М.*: Приемники „Малыш". Изд. „Энергия" 1966, Массовая радиобиблиотека, Выпуск 598.
19. *Румянцев М. М.*: Практика налаживания любительских карманных приемников. Изд. „Досааф" 1965.
20. *Румянцев М. М.*: Транзисторные приемники для начинающих. Изд. „Энергия" 1964, Выпуск 510.
21. *Самодуров Д. В.*: Переносные электропроигрыватели. Изд. „Энергия" 1964, Выпуск 546.
22. *Терешук Р. М.*: Справочник радиолюбителя. Изд. „Техника" 1966.
23. *Трохименко Я. К.*: Устройства на транзисторах. Изд. „Техника" 1966.

24. *Фелистак Ю. И.*: Правильно ли настроен приемник? Изд. „Энергия" 1965, Массовая радиобиблиотека, Выпуск 572.
25. *Amos S. W., Kelleway F. W.*: Radio Receivers and Transmitters, Ed. 2, Champan and Hill, London 1948.
26. *Antoniewicz J.*: Poradnik radio- i teleelektryka, cz. B; Elementy i podzespoły. PWT, Warszawa 1959.
27. *Borowski H., Scharf W.*: Odbiorniki KF i UKF. WKiŁ, Warszawa 1959.
28. *Fitchen F. C.*: Transistor Circuit Analysis and Design. D. van Nostrand Company, Inc. New York 1965.
29. *Fromy E.*: Mesures en radiotechnique. Dunod, Paris 1963.
30. *Hołownia J.*: Odbiorniki radiofoniczne strojone indukcyjnie. WKiŁ, Warszawa 1961.
31. *Jellonek A., Karkowski Z.*: Miernictwo radiotechniczne. PWT, Warszawa 1961.
32. *Justat J.*: Projektowanie i konstruowanie odbiorników tranzystorowych, WKiŁ, Warszawa 1965.
33. *Kammerloher J.*: Hochfrequenztechnik. C. F. Winter'sche Verlag, Leipzig 1941.
34. *Klamka J.*: Półprzewodnikowe diody o zmiennej pojemności. WNT, Warszawa 1964.
35. *Lenartz H., Taeger W.*: Transistors — Schaltungstechnik. Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GMBH, Berlin Borsigwalde 1964.
36. *Lewiński K.*: Naprawa i strojenie odbiorników radiowych. WKiŁ, Warszawa 1965.
37. *Pabst B.*: Anleitung zur Fehlersuche für Rundfunkmechaniker. B. G. Teubner Verlagsgesellschaft, Leipzig 1955.
38. *Pabst B.*: Bauelemente des Rundfunkempfängers. B. G. Teubner Verlagsgesellschaft, Leipzig 1957.
39. *Paszkow A. N., Korsakow W. P.*: Radiowe przyrządy pomiarowe. Poradnik. MON, Warszawa 1965.
40. PHILIPS Components and materials catalogue 1966.
41. Pierce-Transistor Circuit Theory and Design. Charlese Merrill Books, Inc. Columbus, Ohio 1964.
42. *Rotkiewicz W., Rotkiewicz P.*: Technika odbioru radiowego. Miernictwo. WNT, Warszawa 1962.
43. *Scharf W.*: Odbiorniki ultrakrótkofalowe AM i FM. WKiŁ, Warszawa 1965.
44. *Scharf W.*: Modulacja częstotliwości. WKiŁ, Warszawa 1963.
45. *Stawski W.*: Głowice UKF współczesnych odbiorników AM i FM. WKiŁ, Warszawa 1963.
46. Telefunken-Informator radiowo-warsztatowy. WKiŁ, Warszawa 1961.
47. *Wargalla M.*: BHP w praktyce radioamatorskiej. PWT, Warszawa 1965.
48. *Wątróbski B.*: Miniaturowe podzespoły do układów tranzystorowych. WKiŁ, Warszawa 1964.
49. *Wolszczak S.*: Amatorskie odbiorniki tranzystorowe. WNT, Warszawa 1966.
50. *Zepler E. E.*: The Technique of Radio Design, Ed. 2. Champan and Hall, London 1949.
51. Funkschau 1965, H. 6.
52. Funkschau 1966, H. 6.
53. Radio und Fernsehen 1964, H. 4.
54. Radio und Fernsehen 1964, H. 10.
55. Radio und Fernsehen 1964, H. 13.
56. Radio und Fernsehen 1964, H. 16.

57. Radio und Fernsehen 1965, H. 5.
58. Radio und Fernsehen 1965, H. 17.
59. Radio und Fernsehen 1965, H. 19.
60. Radio und Fernsehen 1965, H. 20.
61. Radio und Fernsehen 1965, H. 21.
62. Radio und Fernsehen 1965, H. 23.
63. Radio und Fernsehen 1965, H. 24.
64. Radio Electronics 1964 June.
65. Radio Electronics 1964 November.
66. Radio Electronics 1964 December.
67. Elwa: Kondensatory elektrolityczne (ulotka fabryczna).
68. Katalog 4R: Elementy półprzewodnikowe z germanu. SEP, Warszawa 1961.
69. Katalog 23R/1: Elementy pojemnościowe. Zjednoczenie Przemysłu Elektronicznego i Teletechnicznego, Warszawa 1961.
70. Telpod: Katalog wyrobów. Kraków 1964.
71. Tewa: Tymczasowe Warunki Techniczne TWT-65/26, TWT-65/23, TWT-64/22, Diody Zenera, krzemowe.
72. Unizet: Informator branżowy — części i podzespoły radiowe i telewizyjne. Biuro Zbytu Sprzętu Teleradiotechnicznego, Warszawa 1965.

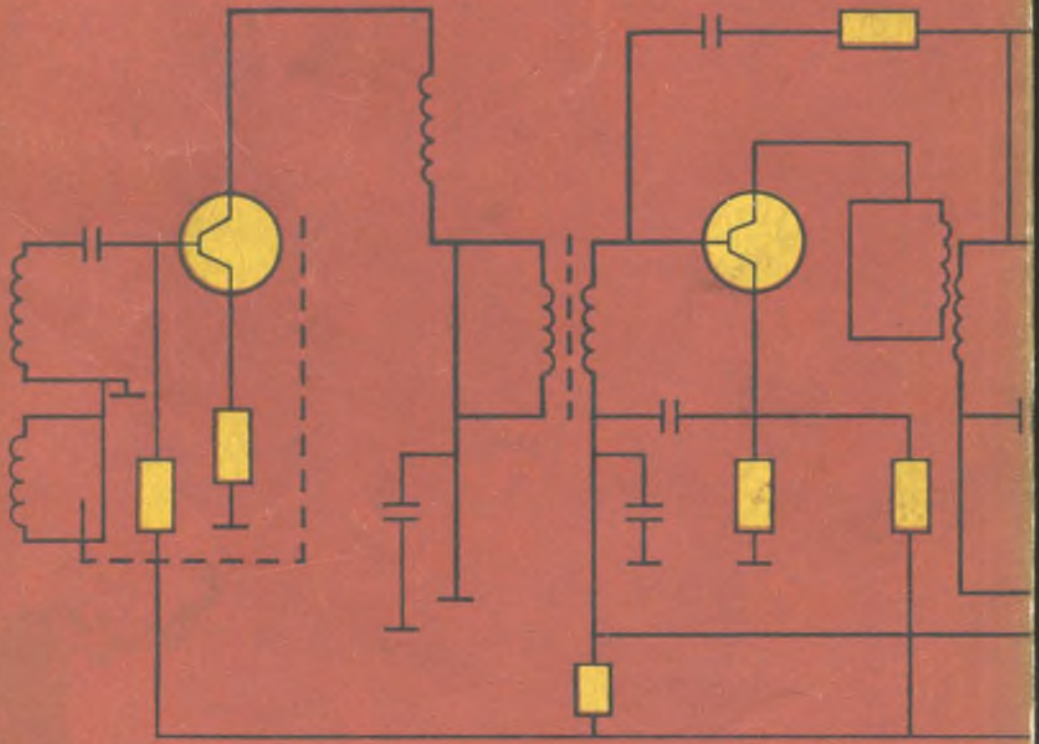
DO CZYTELNIKÓW

Doświadczenie z przebiegu konkursu „**Czytelnicy mówią o książce technicznej**" uzasadnia celowość rozszerzenia tej bezpośredniej formy współpracy Czytelnika z wydawcą. Sprzyja ona nawiązywaniu i umacnianiu więzi wydawcy ze środowiskiem czytelniczym, orientuje w potrzebach, zwraca uwagę na błędy i niedociągnięcia, a ponadto stwarza możliwość wyłaniania z rzeszy czytelniczej kandydatów na opiniodawców i autorów książek w zakresie tematyki związanej z ich specjalnością i działalnością podstawową.

Zachęcamy więc do udziału w konkursie każdego Czytelnika, w szczególności prosimy o nadesłanie uwag, jakie nasunęły się przy zaznajamianiu się z niniejszą książką.

Wypowiedzi prosimy kierować pod naszym adresem — w miarę możliwości w terminie półrocznym po ukazaniu się książki. Wypowiedzi nadesłane z jakichkolwiek powodów po tym terminie będą również wykorzystane i objęte konkursem.

Po informacje szczegółowe prosimy zwracać się do nas. Regulamin konkursu można otrzymać w każdej Księgarni „Dom Książki", posiadającej dział książki technicznej.

KOMISJA UPOWSZECHNIANIA KSIĄŻKI I PRASY TECHNICZNEJ
WARSZAWA, UL. MAZOWIECKA 2/4
TEL. 26-82-93

Cena zł 27.–